

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-057578

(43)Date of publication of application : 27.02.2001

(51)Int.Cl.

H04L 27/20

H03F 1/32

H04B 1/04

H04L 27/36

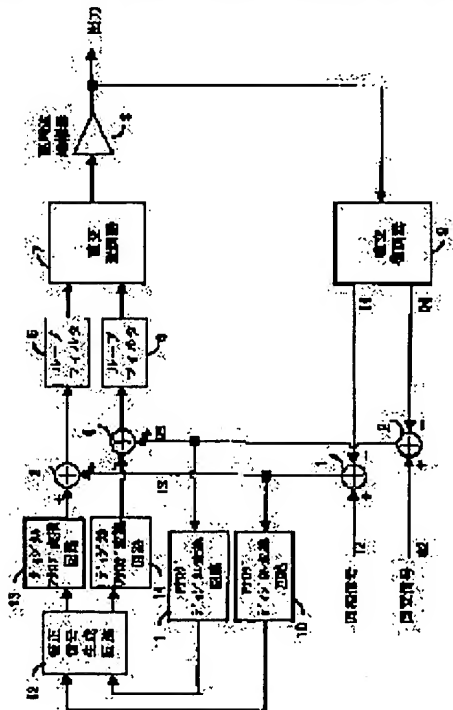
(21)Application number : 11-230744

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC  
IND CO LTD

(22)Date of filing : 17.08.1999

(72)Inventor : HAMAZAKI TOSHINORI

## (54) LINEAR COMPENSATION CIRCUIT



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To enhance degree of distortion improvement in a Cartesian feedback circuit that reduces the distortion in a radio transmitter.

SOLUTION: A local in-phase demodulation signal I4 and a local quadrature demodulation signal Q4 obtained by applying locally demodulating to branched part of a transmission output are subtracted from an in-phase signal I2 and a quadrature signal Q2 respectively to calculate an in-phase error signal I3 and a quadrature error signal Q3. The in-phase error signal I3 and the quadrature error signal Q3 are converted into digital signals, given to a correction signal generating circuit 12, which generates a correction signal. The correction signal are converted into analog signals and added to the in-phase error signal I3 and the quadrature error signal Q3 at adders 3, 4

respectively to enhance a degree of distortion improvement. While keeping a distortion improvement effect, the bandwidth capable of distortion improvement is extended and distortion due to a characteristic change or the like resulting from a noise, a temperature and a power supply voltage change of a transmitter can be enhanced.

---

## NOTICES \*

**JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] Especially this invention relates to the linearity compensating circuit which has improved the distortion compensation in the KATE cyanogen feedback circuit which reduces the distortion in a radio transmitter about a linearity compensating circuit.

[0002]

[Description of the Prior Art] In the transmitter for sending out a line-type-modulation signal, when the linearity is bad, it not only worsens modulation precision, but it generates superfluous spurious radiation out of band, and there is a danger of doing active jamming to an adjacent channel. For this reason, it is necessary to secure linearity in all the operating range of a transmitter. Conventionally, one of the approaches which improves the linearity of a transmitter has the so-called KATE cyanogen feedback. This carries out the local recovery of a part of output of a transmitter, makes it rectangular baseband signaling, and applies negative feedback to modulation baseband signaling.

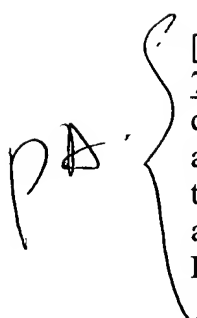
[0003] Drawing 4 is the outline block diagram showing an example of the KATE cyanogen feedback circuit which is the conventional linearity compensation method. In the conventional example shown in drawing 4, the local inphase recovery signal I4 by which the local rectangular cross recovery was carried out is subtracted, and a common mode input I1 serves as the common mode error signal I3. The local rectangular cross recovery signal Q4 by which the local rectangular cross recovery was carried out is subtracted, and the rectangular input Q1 serves as the rectangular error signal Q3. After the common mode error signal I3 and the rectangular error signal Q3 are inputted and band-limited to a loop filter 5 and a loop filter 6, respectively, the rectangular recovery of them is carried out with the quadrature modulation vessel 7. The signal by which quadrature modulation was carried out is outputted after being amplified with the high-frequency amplifier 8. A part of output branches, with the rectangular demodulator 9, a local rectangular cross recovery is carried out and it is outputted as the local inphase recovery signal I4 and a local rectangular cross recovery signal Q4. Thus, KATE cyanogen feedback is performing linearity compensation of the high-frequency amplifier by applying feedback in a baseband band.

[0004] The principle of a KATE cyanogen feedback circuit is shown in drawing 5. It is

inputted into a subtractor, a return signal  $V_{mon}$  is subtracted, and an input signal  $V_{in}$  turns into an error signal  $V_{err}$ . An error signal  $V_{err}$  is amplified with the amplifier of gain  $G_1$ . The distortion component  $V_d$  of amplifier is added to an amplifier output, and it is set to  $V_{out}$ . It is inputted into an attenuator, a return signal  $V_{mon}$  is generated, and  $V_{out}$  is subtracted from Input  $V_{in}$ . An error signal  $V_{err}$  serves as  $V_{err} = V_{in} - V_{mon} = V_{in} - G_2 \times V_{out}$ . Since an output  $V_{out}$  is  $V_{out} = V_{err} \times G_1 + V_d$ , if an upper type is solved about  $V_{out}$ , it will become  $V_{out} = (G_1 \times V_{in}) / (1 + G_1 \times G_2) - V_d / (1 + G_1 \times G_2)$ . As mentioned above, the distortion component is improved  $1 / (1 + G_1 \times G_2)$  twice as compared with amendment before.

[0005] Drawing 11 is drawing showing the phase characteristic of the circuit which shows the principle of the KATE cyanogen feedback circuit shown in drawing 5. In order for a KATE cyanogen feedback circuit not to oscillate, a loop gain must be below 0 [dB] on the frequency from which a loop-formation phase is set to -180 [deg]. For this reason, when a loop gain is  $G_H$ , the band where linearity compensation is performed becomes to 0-fH, and when a loop gain is  $G_L$ , the band where linearity compensation is performed becomes to 0-fL. Thus, if a loop gain is raised when using KATE cyanogen feedback, the bandwidth in which a distortion improvement is made will become small. Since a distortion improvement factor is proportional to a loop gain, when a distortion improvement factor is raised, the bandwidth in which a distortion improvement is made will become small.

[0006] Next, the PURIDISU torsion method which is one of the linearity compensation methods is explained. First, distortion of the high-frequency amplifier is explained and by applying an input signal for amendment beforehand describes how to remove distortion of the high-frequency amplifier. The input-output behavioral characteristics of the high-frequency amplifier are shown in drawing 6.  $P_{out}$  expresses the high-frequency-amplifier output in case the input power of the high-frequency amplifier is  $P_{in}$ . The output phase  $\theta_0$  expresses the high-frequency-amplifier output phase in case input power is  $P_{in}$ . An output phase when Input  $P_{in}$  is small enough is set to  $\theta_0$ . At this time,  $d\theta_0(P_{in})$  expresses the difference from  $\theta_0$  of an output phase.

 [0007] The graph of a high-frequency-amplifier I/O reverse property is shown in drawing 7. This graph is a thing showing the inverse function of the input-output behavioral characteristics of the high-frequency amplifier, and the axis of ordinate and the axis of abscissa are reverse.  $\bar{P}_{in} (P_{out})$  expresses the input power  $P_{in}$  required in order to obtain the output of the power of  $P_{out}$ . If  $P_{in} (P_{out})$  is inputted into the high-frequency amplifier, output power will serve as  $P_{out}$  from the above definition. It will be set to  $P_{out}(P_{in}(x)) = x$  if this is expressed with a formula.

[0008] The graph of a high-frequency-amplifier distortion amendment property is shown in drawing 8. This graph breaks the axis of abscissa  $P_{out}$  of the graph of a high-frequency-amplifier I/O reverse property by the gain  $G_{pa}$  at the time of small power, and converts it into input power.  $P_{inPrd} (P_{in})$  expresses the input power after amendment required since a high-frequency-amplifier output turns into the same output as the time of linearity actuation, when input power is  $P_{in}$ .

[0009]  $\text{PinPrd}(\text{Pin}) = \text{Pin}(\text{PinxGpa})$

Since it is, when it comes out, and the input power after amendment is applied to the high-frequency amplifier, output power is  $\text{Pout}(\text{PinPrd}(\text{Pin}))$ .

$= \text{Pout}(\text{Pin}(\text{PinxGpa}))$

$= \text{PinxGpa} (**\text{Pout}(\text{Pin}(x)) = x)$

The same output power as the case where a next door and the high-frequency amplifier are carrying out linearity actuation is obtained.

[0010] From the above relation, the approach of amendment of distortion amendment of the amplitude and the approach of amendment of a phase are divided and explained.

$\text{PinPrd}$  is expressed with the gain correction value  $\text{Gprd}$ , and is set to  $\text{Gprd}(x) = \text{PinPrd}(x) / x$ . When  $\text{Gprd}(\text{Pin}) \times \text{Pin}$  is inputted into the high-frequency amplifier at this time, an output is  $\text{Pout}(\text{Gprd}(\text{Pin}) \times \text{Pin})$ .

$= \text{Pout}(\text{PinPrd}(\text{Pin}) / \text{Pin} \times \text{Pin})$

$= \text{Pout}(\text{PinPrd}(\text{Pin}))$

= If it becomes  $\text{PinxGpa}$  and the input amplitude is  $\text{Gprd}(\text{Pin})$  doubled, with a high-frequency-amplifier output, the output power at the time of linearity actuation will be obtained.

[0011] At this time, as for the phase of a high-frequency-amplifier output, a phase rotates only  $d\theta$  ( $\text{PinPrd}$ ). It is an input phase in order to amend this. - Only  $d\theta$  ( $\text{PinPrd}$ ) should make it rotate. When the above actuation is expressed with the actuation to I and a Q signal, amplitude amendment is  $= (I') (I) (\text{Gprd}(\text{Pin}) 0)$ .

$(Q') (0 \text{ Gprd}(\text{Pin})) (Q)$

It becomes. Phase correction  $(I') = (\cos(-d\theta) - \sin(-d\theta)) (I)$

$(Q') (\sin(-d\theta) \cos(-d\theta)) (Q)$

It becomes.

[0012] If the above actuation is summarized  $(I') = (\text{Gprdx} \cos(-d\theta) - \text{Gprdx} \sin(-d\theta)) (I)$

$(Q') (\text{Gprdx} \sin(-d\theta) \text{ Gprdx} \cos(-d\theta)) (Q)$

-- (1)

It becomes.

[0013] Distortion of the high-frequency amplifier is removable by amending a common mode input  $I1$  and the rectangular input  $Q1$  according to a formula (1).

[0014] An example of an amendment circuit is shown in drawing 10. A common mode input  $I1$  and the rectangular input  $Q1$  are inputted into a multiplier 19 and a multiplier 20, respectively, and a square is carried out to them. It is inputted into an adder 21 and  $I1 \times I1 + Q1 \times Q1$  is outputted by the result by which the square was carried out. An amendment table outputs  $\text{Gprdx} \cos(-d\theta)$  and  $\text{Gprdx} \sin(-d\theta)$  according to  $I1 \times I1 + Q1 \times Q1$  which is the square of the input amplitude.

[0015]  $\text{Gprdx} \cos(-d\theta)$  which is the amendment expression force is inputted into a multiplier 15 and a multiplier 18, and is multiplied by the common mode input  $I1$  and the

rectangular input Q1,  $G_{prdx}\cos(-d\theta) \times I1$  is outputted from a multiplier 15, and  $G_{prdx}\cos(-d\theta) \times Q1$  is outputted from a multiplier 18.  $G_{prdx}\sin(-d\theta)$  which is the amendment expression force is inputted into a multiplier 16 and a multiplier 17, and is multiplied by the common mode input I1 and the rectangular input Q1,  $G_{prdx}\sin(-d\theta) \times Q1$  is outputted from a multiplier 16, and  $G_{prdx}\sin(-d\theta) \times I1$  is outputted from a multiplier 17.

[0016] The output of a multiplier 15 and the output of a multiplier 16 are inputted into an adder 23, and  $G_{prdx}\cos(-d\theta) \times I1 - G_{prdx}\sin(-d\theta) \times Q1$  is outputted from an adder 23. The output of a multiplier 17 and the output of a multiplier 18 are inputted into an adder 24, and  $G_{prdx}\sin(-d\theta) \times I1 + G_{prdx}\cos(-d\theta) \times Q1$  is outputted from an adder 24. Actuation which followed the formula (1) by the above actuation is performed. An output equal to the case where the high-frequency-amplifier output is carrying out linearity actuation comes to be obtained by amending an input signal using this amendment table.

[0017] Drawing 9 is the outline block diagram showing an example of the PURIDISU torsion circuit which is the conventional linearity compensation method. A common mode input I1 and the rectangular input Q1 are put in in the amendment circuit 7, they are amended so that distortion of the high-frequency amplifier 8 may be negated, and they are outputted as the inphase signal I2 and a rectangular signal Q2. The inphase signal I2 and the rectangular signal Q2 are inputted into the quadrature modulation machine 5, and a quadrature modulation machine output is inputted into the high-frequency amplifier 8, and is outputted after magnification.

[0018]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in the above conventional KATE cyanogen feedback methods, when the distortion improvement factor was raised, there was a problem that the bandwidth in which a distortion improvement is possible will become narrow.

[0019] Moreover, in a PURIDISU torsion method, there was a problem that the improvement of distortion by the property change by the noise of a transmitter, and temperature and supply voltage change etc. could not be made.

[0020] This invention aims at offering the linearity compensating network which can also make the improvement of distortion by the property change by the noise of a transmitter, and temperature and supply voltage change etc. while it extends the bandwidth in which a distortion improvement is possible, solving the above-mentioned problem and maintaining a distortion improvement effect.

[0021]

[Means for Solving the Problem] The subtractor circuit 1 and subtractor circuit 2 which compute the common mode error signal I3 and the rectangular error signal Q3 by subtracting the local inphase recovery signal I4 and the local rectangular cross recovery signal Q4 by which the local recovery was carried out from the inphase signal I2 and the

rectangular signal Q2 in this invention, respectively in order to solve the above-mentioned technical problem, The adder circuit 3 which adds the common mode error signal I3 to the output of the digital-to-analog conversion circuit 13, The adder circuit 4 which adds the rectangular error signal Q3 to the output of the digital-to-analog conversion circuit 14, The loop filter 5 and loop filter 6 which band-limit the output of an adder circuit 3 and an adder circuit 4, The quadrature modulation machine 7 which carries out quadrature modulation of the output of a loop filter 5 and a loop filter 6 by the subcarrier, The high-frequency amplifier 8 which amplifies the signal by which quadrature modulation was carried out, While considering the amplified signal as a transmitting output, it restores to a part using the subcarrier by which phase adjustment was carried out by branching to the local inphase recovery signal I4 and the local rectangular cross recovery signal Q4. The linearity compensating network of the KATE cyanogen feedback circuit which possesses the rectangular demodulator 9 outputted to a subtractor circuit, and amends distortion by the rectangular coordinates of baseband The analog-to-digital-conversion circuit 10 and the analog-to-digital-conversion circuit 11 which change into a digital signal the common mode error signal I3 and the rectangular error signal Q3 which were outputted from the subtractor circuit, It considered as the configuration equipped with the amendment signal generation circuit 12 which inputs the output of the analog-to-digital-conversion circuit 10 and the analog-to-digital-conversion circuit 11, generates an amendment signal and is inputted into the digital-to-analog conversion circuit 13 and the digital-to-analog conversion circuit 14.

[0022] Thus, the bandwidth in which a distortion improvement is possible can be extended, becoming possible to lower a loop gain by having constituted, and maintaining a distortion improvement effect. Moreover, when distortion improvement bandwidth and a loop gain are set constant, in addition to the distortion improvement for a loop gain, a distortion improvement factor improves by adding a distortion amendment signal. Furthermore, by the conventional PURIDISU torsion method, the improvement of distortion by the property change by the impossible noise of a transmitter, and temperature and supply voltage change etc. can also be performed.

[0023]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained to a detail, referring to a drawing.

✓ [0024] (Gestalt of the 1st operation) The gestalt of operation of the 1st of this invention The local inphase recovery signal and local rectangular cross recovery signal which branched and carried out the local recovery of a part of transmitting output A common mode error signal and a rectangular error signal are computed by subtracting from the inphase signal and the rectangular signal which are an input signal, respectively. It is the linearity compensating network of the KATE cyanogen feedback circuit which carries out digital conversion, generates and carries out analogue conversion of the amendment signal, adds a common mode error signal and a rectangular error signal, and amends distortion by the rectangular coordinates of baseband.

[0025] Drawing 1 is the block diagram showing the configuration of the linearity

compensating circuit in the gestalt of operation of the 1st of this invention. With the gestalt of this operation, one side is called an inphase signal among the signal channels of the quadrature modulation walkie-talkie which has two channels, and another side is called a rectangular signal. In drawing 1 , a subtractor circuit 1 is a circuit which subtracts the local inphase recovery signal I4 from the inphase signal I2, and outputs the common mode error signal I3. A subtractor circuit 2 is a circuit which subtracts the local rectangular cross recovery signal Q4 from the rectangular signal Q2, and outputs the rectangular error signal Q3. A loop filter 5 is a filter which restricts the band of the common mode error signal I3. A loop filter 6 is a filter which restricts the band of the rectangular error signal Q3. The quadrature modulation machine 7 is a modulator which carries out quadrature modulation of the loop filter output. The high-frequency amplifier 8 is amplifier which amplifies the output signal of a quadrature modulation machine. The rectangular demodulator 9 is a demodulator which restores to the signal which branched in a part of high-frequency-amplifier output, and outputs the local inphase recovery signal I4 and the local rectangular cross recovery signal Q4. The analog-to-digital-conversion circuit 10 is a circuit which changes the common mode error signal I3 into a digital signal. The analog-to-digital-conversion circuit 11 is a circuit which changes the rectangular error signal Q3 into a digital signal. The amendment signal generation circuit 12 is a circuit which calculates the amendment signal which followed distortion of the high-frequency amplifier from the common mode error signal I3 by which digital conversion was carried out, and the rectangular error signal Q3. The digital-to-analog conversion circuits 13 and 14 are circuits which change an amendment signal generation circuit output into an analog signal. The amendment signal generation circuit output changed into the analog signal is added to the common mode error signal I3 and the rectangular error signal Q3, it comes out, and adder circuits 3 and 4 are a certain circuits.

[0026] Drawing 2 is the block diagram showing the configuration of an amendment signal generation circuit. In drawing 2 , the multiplication circuit 19 is a circuit which calculates the square of a common mode input I1. The multiplication circuit 20 is a circuit which calculates the square of the rectangular input Q1. An adder circuit 21 is a circuit which calculates the sum of the output of the multiplication circuit 19, and the output of the multiplication circuit 20. The amendment signal generation table 22 is a table which outputs  $G_{prdx} \cos(-d\theta) - 1$  and  $G_{prdx} \sin(-d\theta)$  according to  $I1 \times I1 + Q1 \times Q1$  which is the square of the amplitude of I1 and Q1 which is the output of an adder circuit 21. The multiplication circuits 15, 16, 17, and 18 are circuits which calculate the product of the amendment signal generation expression force, a common mode input I1, and the rectangular input Q1. Adder circuits 23 and 24 are circuits which calculate the sum of each output of the multiplication circuits 15 and 16, and each output of the multiplication circuits 17 and 18, respectively.

[0027] The principle of this invention is explained using drawing 3 . Noise voltage of Vd and amplifier is set to Vn, and distortion correction voltage is set [ the input voltage of amplifier / the output voltage of Vin2 and amplifier ] to Vprd for Vout2 and the distortion electrical potential difference of amplifier. Since Vprd is based on the result of having measured the property of amplifier beforehand, it cannot amend distortion by change of the property by fluctuation of temperature, time amount, and supply voltage, the noise of



amplifier, etc. For this reason, distortion by the noise of the property fluctuation by temperature, time amount, and supply voltage and amplifier etc. is carried out to including in  $V_n$ .

[0028] First, the case where noise voltage  $V_n$  is 0 is investigated. It is  $V_{out2}=V_{out2}(V_{in2})$  about the input-output behavioral characteristics of amplifier.

If it carries out, it will be set to  $V_{out2}(V_{in2}) = G_1 \times V_{in2} + V_d$ , using gain of amplifier as  $G_1$ . Since this is  $V_{in2} = V_{err} + V_{prd}$  when it is expressed with the value  $V_{err}$  before distortion amendment, it serves as  $V_{out}(V_{err} + V_{prd}) = G_1 \times V_{in2} + V_d$ .  $V_{prd}$  is the correction voltage for making it the same output as the case where amplifier carries out linearity actuation come out, and an amplifier output becomes gain  $G_1$  time to  $V_{err}$ . It is as follows when expressed with a formula.

It will be set to  $V_{in} - G_1 \times V_{err} \times G_2 = V_{err} V_{out} = G_1 \times V_{err}$ , if it can come  $V_{out}(V_{err} + V_{prd}) = G_1 \times V_{err}$  and asks for the equation of a loop formation more. If this is solved, it will become  $V_{out} = G_1 / (1 + G_1 \times G_2) V_{in}$ . Thus, when there is no noise voltage  $V_n$ , the distortion voltage component  $V_d$  can be compensated completely.

[0029] Next, the case where noise voltage  $V_n$  is not 0 is investigated. Since noise voltage  $V_n$  is fully small compared with a signal component, an amendment signal generation circuit and the small signal equivalent circuit of amplifier are used. the following -- \*\*\*\*  
 -- a noise --  $V_n$  -- == -- zero -- a case -- a signal --  $V_{err}$  --  $V_{prd}$  --  $V_{in}$  -- two --  $V_{out}$  -- two  
 --  $V_{out}$  -- a noise --  $V_n$  -- != -- zero -- a case -- a signal --  $V_{err}$  -- ' --  $V_{prd}$  -- ' --  $V_{in}$  --  
 two -- ' --  $V_{out}$  -- two -- ' --  $V_{out}$  -- ' -- expressing . Moreover, a changed part of each  
 signal is expressed with  $**V_{err}$ ,  $**V_{prd}$ ,  $**V_{in2}$ ,  $**V_{out2}$ , and  $**V_{out}$ . the relation of  
 each variable --  $V_{err}' = V_{err} + **V_{err} V_{prd}$  -- '=  $V_{prd} + **V_{prd} V_{in2}'$  -- =  $V_{in2}$  -- it is  
 +  $**V_{in2} V_{out2}' = V_{out2} + **V_{out2} V_{out}' = V_{out} + **V_{out}$ .

[0030] Small signal input-output behavioral characteristics of an amendment signal generation circuit  $V_{prd}' = V_{prd}(V_{err})$

=  $V_{prd}(V_{err} + **V_{err})$

= It is set to  $V_{prd}(V_{err}) + (**V_{prd}) / (**V_{err}) - **V_{err}$ . Therefore, it is set to  
 $**V_{prd} = (**V_{prd}) / (**V_{err}) - **V_{err}$ .

[0031] Since it is  $V_{in2} = V_{prd} + V_{err}$ , it is set to

$**V_{in2} = **V_{prd} + **V_{err} = (**V_{prd}) / (**V_{err})$ ,  $**V_{err} + **V_{err} = (**V_{prd}) / (**V_{err}) + 1$ ,

and  $**V_{err}$ . Input-output behavioral characteristics of amplifier  $V_{out2}' = V_{out2}(V_{in2}')$

=  $V_{out2}(V_{in2} + **V_{in2})$

=  $V_{out2}(V_{in2}) + (**V_{out2}) / (**V_{in2})$  and  $**V_{in2}$  Since it is  $**V_{out2}(V_{in2}) + G_1$  and

$**V_{in2}$ , they are  $**V_{out2} = G_1$  and  $**V_{in2} = G_1 - (**V_{prd}) / (**V_{err}) + 1$ - It is set to  
 $**V_{err}$ .

[0032] Since it is  $V_{out} = V_{out2} + V_d + V_n$ , it is  $**V_{out} = **V_{out2} + V_n = G_1 - (**V_{prd}) / (**V_{err}) + 1$ - It becomes  $**V_{err} + V_n$ . Here, change of the distortion signal  $V_d$  by noise voltage  $V_n$  is fully small, and is assumed to be fixed.

[0033] Since it is  $V_{err} = V_{in} - G_2$  and  $V_{out}$ , it is set to  $**V_{err} = -G_2$  and  $**V_{out}$ . It depends  
 $V_{out} = -G_1, G_2 (**V_{prd}) / (**V_{err}) + 1$ , and  $**V_{err} + V_n$ , and is set to  $**V_{out} = 1 / (G_1, G_2 / (**V_{err}) + 1) (**V_{prd})$  and  $V_n$  from this. Since  $V_{prd}$  is an amendment signal, it is

small, and since it is  $(V_{prd}/V_{err}) \ll 0$ , it serves as  $V_{out} \approx 1/(G_1, G_2)$  and  $V_n$ . As mentioned above, a noise component becomes the  $1/(G_1, G_2)$  twice which is an about 1-loop gain.

[0034] Distortion produced since PURIDISU torsion is imperfect can be included in  $V_n$ , and as shown in the top, by this method, it can be improved by the loop gain. For this reason, by this method, it becomes the sum of the improvement effect by PURIDISU torsion, and the improvement effect by KATE cyanogen feedback to distortion of an amplifier.

[0035] Thus, about a distortion component, it becomes the sum of the distortion improvement effect by PURIDISU torsion, and the distortion improvement effect by KATE cyanogen feedback, and, as for the distortion by fluctuation of a noise, supply voltage, and temperature, only the loop gain of KATE cyanogen feedback is improved.

[0036] Next, actuation of the linearity compensating network in the gestalt of operation of the 1st of this invention is explained using drawing 1. The common mode error signal I3 and the rectangular error signal Q3 are changed into a digital signal by the digital-to-analog conversion circuit 10 and the digital-to-analog conversion circuit 11. This signal is inputted into the amendment signal generation circuit 12. If an amendment signal generation circuit makes I, Q, and an output I' and Q' for an input  $(I) = (G_{prdx} \cos(-\theta) - 1 - G_{prdx} \sin(-\theta))$   $(Q) = (G_{prdx} \sin(-\theta) - 1 - G_{prdx} \cos(-\theta))$  is calculated. Therefore, an amendment signal generation circuit outputs  $I' = (G_{prdx} \cos(-\theta) - 1 - G_{prdx} \sin(-\theta)) \times I3 - G_{prdx} \sin(-\theta) \times Q3$  and  $Q' = G_{prdx} \sin(-\theta) \times I3 + (G_{prdx} \cos(-\theta) - 1 - G_{prdx} \sin(-\theta)) \times Q3$ . This output is inputted into the digital-to-analog conversion circuit 13 and the digital-to-analog conversion circuit 14, serves as an analog signal and is inputted into an adder circuit 3 and an adder circuit 4. Since an adder circuit 3 adds I3 and I', the output of an adder circuit 3 is set to  $G_{prdx} \cos(-\theta) \times I3 - G_{prdx} \sin(-\theta) \times Q3$ .

[0037] Since an adder circuit 4 adds Q3 and Q', the output of an adder circuit 4 is set to  $G_{prdx} \sin(-\theta) \times I3 + G_{prdx} \cos(-\theta) \times Q3$ . Therefore, adder-circuit 3 and adder-circuit 4 output becomes equal to the signal which performed distortion compensation by the PURIDISU torsion method.

[0038] The output of an adder circuit 3 and an adder circuit 4 is inputted and band-limited to a loop filter 5 and a loop filter 6. The output is inputted into the quadrature modulation machine 7, quadrature modulation is carried out, and a loop filter 5 and a loop filter 6 are outputted. Quadrature modulation machine 7 output is inputted into the high-frequency amplifier 8, and is outputted after magnification. It branches, and it is inputted into the rectangular demodulator 9, a rectangular recovery is carried out, and a part of output is outputted as the local inphase recovery signal I4 and a local rectangular cross recovery signal Q4. The local inphase recovery signal I4 and the local rectangular cross recovery signal Q4 are inputted into a subtractor circuit 1 and a subtractor circuit 2, are subtracted with the inphase signal I2 and the rectangular signal Q2, and output the common mode

error signal I3 and the rectangular error signal Q3. KATE cyanogen feedback is constituted as mentioned above.

[0039] as mentioned above, with the gestalt of operation of the 1st of this invention The local inphase recovery signal and local rectangular cross recovery signal which branched in a part of transmitting output, and carried out the local recovery of the linearity compensating network of a KATE cyanogen feedback circuit A common mode error signal and a rectangular error signal are computed by subtracting from the inphase signal and the rectangular signal which are an input signal, respectively. Since digital conversion was carried out, analogue conversion of the amendment signal was generated and carried out and it considered as the configuration which adds a common mode error signal and a rectangular error signal, and amends distortion by the rectangular coordinates of baseband By the conventional PURIDISU torsion method, distortion by change of the property by fluctuation of impossible temperature and time amount, and supply voltage, the noise of amplifier, etc. can be amended. Furthermore, since distorted amendment is performed by PURIDISU torsion, even if it makes a loop gain low, an equivalent distorted improvement effect is acquired. For this reason, the increase of the phase margin of a loop formation and a frequency band improvable distorted are made large, and the thing of them can be carried out.

[0040] (Gestalt of the 2nd operation) The gestalt of operation of the 2nd of this invention Carry out analogue conversion of the common mode input and the rectangular input which are an input signal, and an inphase signal and a rectangular signal are generated. While computing a common mode error signal and a rectangular error signal by subtracting the local inphase recovery signal and local rectangular cross recovery signal which carried out the local recovery of a part of transmitting output from an inphase signal and a rectangular signal, respectively It is the linearity compensating network of the KATE cyanogen feedback circuit which amends distortion by the rectangular coordinates of the baseband which generates an amendment signal according to a common mode input and a rectangular input, changes into an analog signal, and adds a common mode error signal and a rectangular error signal, respectively.

[0041] Drawing 12 is the block diagram showing the configuration of the linearity compensating circuit in the gestalt of operation of the 2nd of this invention. In drawing 12 R> 2, the digital-to-analog conversion circuits 25 and 26 are circuits which change a common mode input I1 and the rectangular input Q1 into an analog signal, respectively. The points that the gestalt of the 2nd operation differs from the gestalt of the 1st operation are that the input of the amendment signal generation circuit 12 turned into a common mode input I1 and the rectangular input Q1, and the digital-to-analog conversion circuit 10 and the digital-to-analog conversion circuit 11 were omitted, and that the input of the amendment signal generation circuit 12 turned into a common mode input I1 and the rectangular input Q2.

[0042] Actuation of the linearity compensating network in the gestalt of operation of the 2nd of this invention constituted as mentioned above is explained. The common mode error signal I3 and the rectangular error signal Q3 are  $I3 = -(I1)/(GL+1)$ , when a loop gain

is set to GL.

$$Q3 = -(Q1)/(GL+1)$$

It comes out. If the amendment signal generation table 22 in the amendment signal generation circuit 12 is expressed with  $I1$  and  $Q1$  according to the above-mentioned relation, the same value will be outputted from the amendment signal generation circuit 12 at the time of the same input. It is possible for this to operate like the gestalt of the 1st operation.

[0043] as mentioned above, with the gestalt of operation of the 2nd of this invention Carry out analogue conversion of the common mode input and the rectangular input which are an input signal about the linearity compensating network of a KATE cyanogen feedback circuit, and an inphase signal and a rectangular signal are generated. While computing a common mode error signal and a rectangular error signal by subtracting the local inphase recovery signal and local rectangular cross recovery signal which carried out the local recovery of a part of transmitting output from an inphase signal and a rectangular signal, respectively An amendment signal is generated according to a common mode input and a rectangular input, and it changes into an analog signal, and since it considered as the configuration which amends distortion by the rectangular coordinates of the baseband which adds a common mode error signal and a rectangular error signal, respectively, the increase of the phase margin of a loop formation and a frequency band improvable distorted are made large, and the thing of them can be carried out.

[0044] (Gestalt of the 3rd operation) The gestalt of operation of the 3rd of this invention According to a common mode input and a rectangular input, amend and carry out analogue conversion of the signal, and it considers as an inphase signal and a rectangular signal. A common mode error signal and a rectangular error signal are computed by carrying out the local recovery of a part of transmitting output, and subtracting a local inphase recovery signal and a local rectangular cross recovery signal from an inphase signal and a rectangular signal, respectively. It is the route form compensating network of the KATE cyanogen feedback time which amends distortion by the rectangular coordinates of baseband.

[0045] Drawing 13 is the block diagram showing the configuration of the linearity compensating circuit in the gestalt of operation of the 3rd of this invention. The point that the gestalt of the 3rd operation differs from the gestalt of the 1st operation the analog-to-digital-conversion circuit 10, the analog-to-digital-conversion circuit 11, the amendment signal generation circuit 12, the digital-to-analog conversion circuit 13, and the digital-to-analog conversion circuit 14 -- and It is that the adder circuit 3 and the adder circuit 4 were omitted, the common mode input  $I1$  and the rectangular input  $Q1$  were instead inputted into the amendment circuit 7, and the output of the amendment circuit 7 was inputted into the digital-to-analog conversion circuit 25 and the digital-to-analog conversion circuit 26.

[0046] Actuation of the linearity compensating network in the gestalt of operation of the 3rd of this invention constituted as mentioned above is explained. The common mode

error signal I3 and the rectangular error signal Q3 are  $I3 = -(I1)/(GL+1)$ , when a loop gain is set to GL.

$$Q3 = -(Q1)/(GL+1)$$

It comes out. If the amendment table 27 in the amendment circuit 7 is expressed with I1 and Q1 according to the above-mentioned relation, operating like the gestalt of the 1st operation is possible.

[0047] as mentioned above, with the gestalt of operation of the 3rd of this invention According to a common mode input and a rectangular input, a signal is amended for the route form compensating network of a KATE cyanogen feedback time. A common mode error signal and a rectangular error signal are computed by subtracting the local inphase recovery signal and local rectangular cross recovery signal which carried out analogue conversion, considered as the inphase signal and the rectangular signal, and carried out the local recovery of a part of transmitting output from an inphase signal and a rectangular signal, respectively. Since it considered as the configuration which amends distortion by the rectangular coordinates of baseband, the increase of the phase margin of a loop formation and a frequency band improvable distorted are made large, and the thing of them can be carried out.

[0048] (Gestalt of the 4th operation) The gestalt of operation of the 4th of this invention According to a common mode input and a rectangular input, a signal is amended in an amplitude include-angle error correction circuit. A common mode error signal and a rectangular error signal are computed by subtracting the local inphase recovery signal and local rectangular cross recovery signal which carried out analogue conversion, considered as the inphase signal and the rectangular signal, and carried out the local recovery of a part of transmitting output from an inphase signal and a rectangular signal, respectively. It is the route form compensating network of the KATE cyanogen feedback time which amends distortion by the rectangular coordinates of baseband.

[0049] Drawing 14 is the block diagram showing the configuration of the linearity compensating circuit in the gestalt of operation of the 4th of this invention. In drawing 14  $R > 4$ , the amplitude include-angle error correction circuit 28 is a circuit which applies to which and amends a multiplier to an input signal. The point that the gestalt of the 4th operation differs from the gestalt of the 3rd operation is that the amendment circuit 7 turned into the amplitude include-angle error correction circuit 28.)

[0050] Drawing 15 is the block diagram of an amplitude include-angle error correction circuit. In the amendment circuit 7, an amplitude include-angle error correction circuit is not an amendment table, and makes the input of the multiplication circuit 15, the multiplication circuit 16, the multiplication circuit 17, and the multiplication circuit 18 a multiplier 1, a multiplier 2, a multiplier 3, and a multiplier 4.

[0051] Actuation of the linearity compensating network in the gestalt of operation of the 4th of this invention constituted as mentioned above is explained. If a KATE cyanogen feedback circuit has the amplitude error and angle error of the quadrature modulation

machine 7 or the rectangular demodulator 8, it will produce an error at the amplitude or an include angle also as the whole KATE cyanogen feedback.

[0052] As for the amplitude and an angle error, image leak will worsen a lifting, consequently modulation precision. Here, the amplitude error of the whole KATE cyanogen feedback is set to dG, an angle error is set to dtheta, what changed the output signal to baseband is considered as the inphase output I5 and the rectangular output Q5, and gain of the whole loop formation is set to G. Relation between a common mode input I1 and the rectangular input Q1, and the inphase output I5 and the rectangular output Q5 (I5) = G · (1 + dG) · (cos(dtheta) - sin(dtheta)) · (I1) (Q5) = G · (1 + dG) · (sin(dtheta) cos(dtheta)) · (Q1) It becomes.

[0053]

$M = (1 + dG) \cdot \begin{pmatrix} \cos(d\theta) & -\sin(d\theta) \\ \sin(d\theta) & \cos(d\theta) \end{pmatrix}$  -- the time of

carrying out -- inverse matrix of M

It carries out. Input/output relation of the circuit shown by drawing 14 when the multiplier in the amplitude include-angle error correction circuit of drawing 15 is set to multiplier 1=IM1, multiplier 2=IM2, multiplier 3=IM3, and multiplier 4=IM4,

$$\begin{pmatrix} I5 \\ Q5 \end{pmatrix} = G \cdot M \cdot \begin{pmatrix} I1 \\ Q1 \end{pmatrix}$$

$$\therefore I5 = G \cdot I1, Q5 = G \cdot Q1$$

It becomes. As mentioned above, an amplitude error and an angle error are amended by using an amplitude angle-correction circuit.

[0054] Generally, the amplitude error of the quadrature modulation machine 7 and the rectangular demodulator 8 and an angle error can determine a multiplier 1, a multiplier 2, a multiplier 3, and a multiplier 4, if the quadrature modulation machine 7 and the rectangular demodulator 9 are decided for each the block of every, since it is fixed. Therefore, it can measure at the time of manufacture and a multiplier can be decided.

[0055] as mentioned above, with the gestalt of operation of the 4th of this invention The route form compensating network of a KATE cyanogen feedback time in an amplitude include-angle error correction circuit According to a common mode input and a rectangular input, amend and carry out analogue conversion of the signal, and it considers as an inphase signal and a rectangular signal. A common mode error signal and a rectangular error signal are computed by subtracting the local inphase recovery signal and local rectangular cross recovery signal which carried out the local recovery of a part of transmitting output from an inphase signal and a rectangular signal, respectively. Since it considered as the configuration which amends distortion by the rectangular coordinates of baseband, the amplitude error and angle error of the whole KATE cyanogen feedback

which are produced by the amplitude error and angle error of the quadrature modulation machine 7 or the rectangular demodulator 9 can be amended.

[0056]

[Effect of the Invention] So that clearly from the above explanation in this invention The linearity compensating network of the KATE cyanogen feedback circuit which amends distortion by the rectangular coordinates of baseband The local inphase recovery signal I4 by which the local recovery was carried out And the analog-to-digital-conversion circuit 10 and the analog-to-digital-conversion circuit 11 which change into a digital signal the common mode error signal I3 and the rectangular error signal Q3 which subtracted the local rectangular cross recovery signal Q4 from the inphase signal I2 and the rectangular signal Q2, respectively, The amendment signal generation circuit 12 which inputs the output, generates an amendment signal and is inputted into the digital-to-analog conversion circuit 13 and the digital-to-analog conversion circuit 14, The adder circuit 3 which adds the common mode error signal I3 to the output of the digital-to-analog conversion circuit 13, Since it considered as the configuration equipped with the adder circuit 4 which adds the rectangular error signal Q3 to the output of the digital-to-analog conversion circuit 14, a loop filter, a quadrature modulation machine, the high-frequency amplifier, and a rectangular demodulator It becomes possible to lower a loop gain and, thereby, the effectiveness that distortion improvement bandwidth is extensible is acquired.

[0057] Moreover, when distortion improvement bandwidth and a loop gain are set constant, in addition to the distortion improvement for a loop gain, a distortion improvement improves by adding a distortion amendment signal. The improvement of distortion by the property change by the noise of a transmitter, and temperature and supply voltage change etc. can also be made.

[0058] Furthermore, there is no need for the distortion property improvement of the high-frequency amplifier itself, and the gain control of the high-frequency amplifier is not needed, either, but it is processing in the baseband section altogether, and since there is little required power and it ends, it can newly [ in order to perform linearity compensation ] be used for linearity compensation of the small high-frequency amplifier of transmitted power.

---

[Translation done.]

ができる。

【0056】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明では、ベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、局部復調された局部同相復調信号I4および局部直交復調信号Q4を同相信号I2および直交信号Q2からそれぞれ減算した同相誤差信号I3および直交誤差信号Q3をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換回路10およびアナログ・デジタル変換回路11と、その出力を

入力し補正信号を生成してデジタル・アナログ変換回路13およびデジタル・アナログ変換回路14に入力する補正信号生成回路12と、デジタル・アナログ変換回路13の出力に同相誤差信号I3を加算する加算回路3と、デジタル・アナログ変換回路14の出力に直交誤差信号Q3を加算する加算回路4と、ループフィルタと、直交変調器と、高周波増幅器とを備えた構成としたので、ループ利得を下げる事が可能となり、これにより、歪み改善帯域幅を拡張できるという効果が得られる。

【0057】また、歪み改善帯域幅とループ利得を一定とした場合には、ループ利得分の歪み改善に加え、歪み補正信号を加えることにより歪み改善が向上する。送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善も行える。

【0058】さらに、高周波増幅器自体の歪み特性改善の必要はなく、高周波増幅器の利得制御も必要とせず、

全てベースバンド部での処理であり、線形補償を行うために新たに必要な電力は少なく済むため、送信電力の小さい高周波増幅器の線形補償に用いることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態における線形補償回路のブロック図、

【図2】本発明の第1の実施の形態における線形補償回路の補正信号生成回路のブロック図、

【図3】本発明の原理を示す図、

【図4】従来の線形補償回路であるカーテシアン・フィードバック回路の図、

【図5】カーテシアン・フィードバック回路の原理を示す図、

【図6】高周波増幅器の入出力特性を示す図、

【図7】高周波増幅器の入出力逆特性を示す図、

【図8】高周波増幅器の歪み補正特性を示す図、

【図9】従来の線形補償回路であるプリディストーション回路の図、

【図10】従来のプリディストーション回路における補正回路のブロック図、

【図11】カーテシアン・フィードバックの原理図の回路の位相特性を示す図、

【図12】本発明の第2の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図13】本発明の第3の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図14】本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図15】本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の振幅角度誤差補正回路の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

1、2 減算回路

3、4、21、23、24 加算回路

5、6 ループ・フィルタ

7 直交変調器

8 高周波増幅器

9 直交復調器

10、11 アナログ・デジタル変換回路

12 補正信号生成回路

13、14、25、26 デジタル・アナログ変換回路

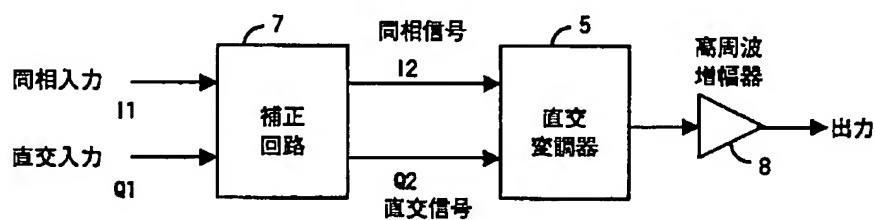
15、16、17、18、19、20 掛算回路

22 補正信号生成表

27 補正表

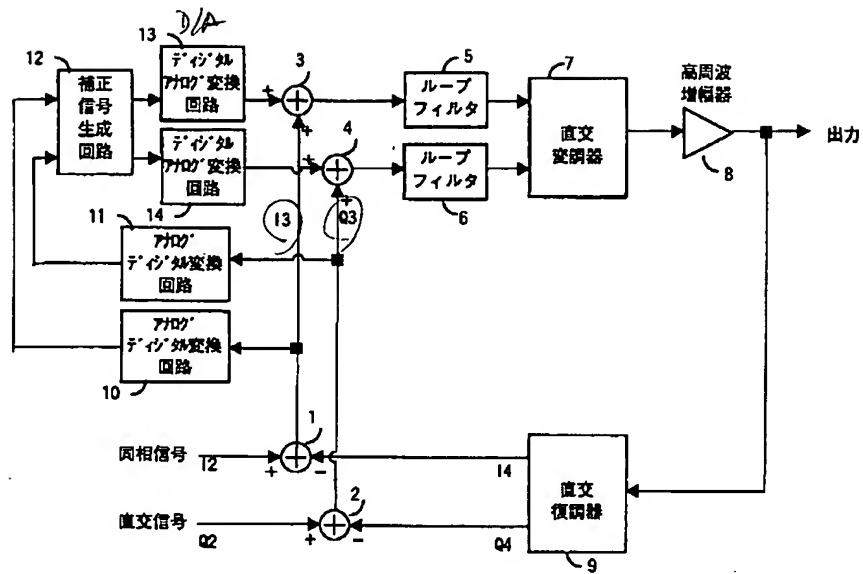
28 振幅角度誤差補正回路

【図9】

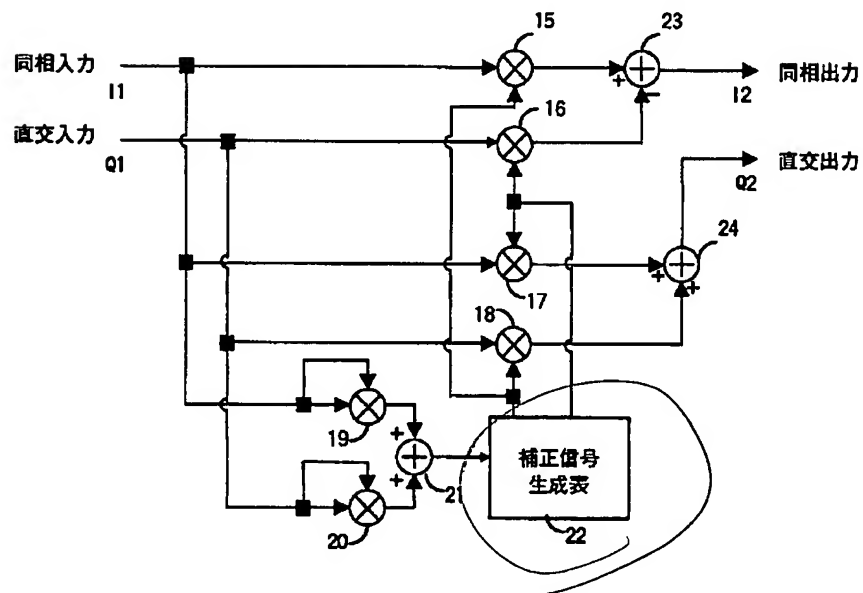




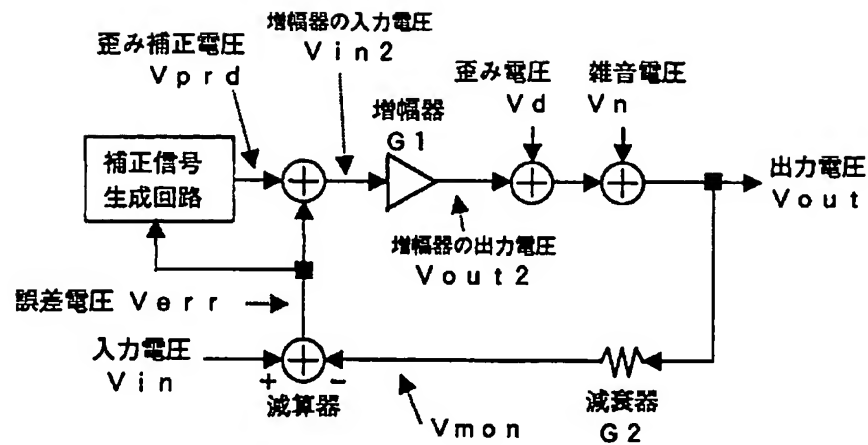
【図1】



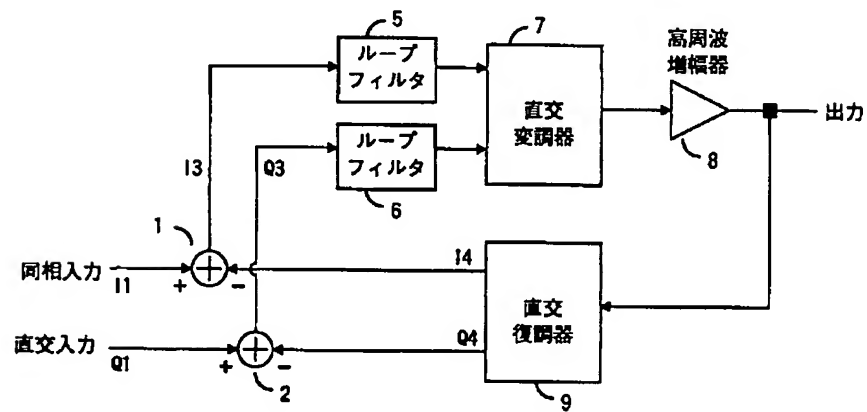
【図2】



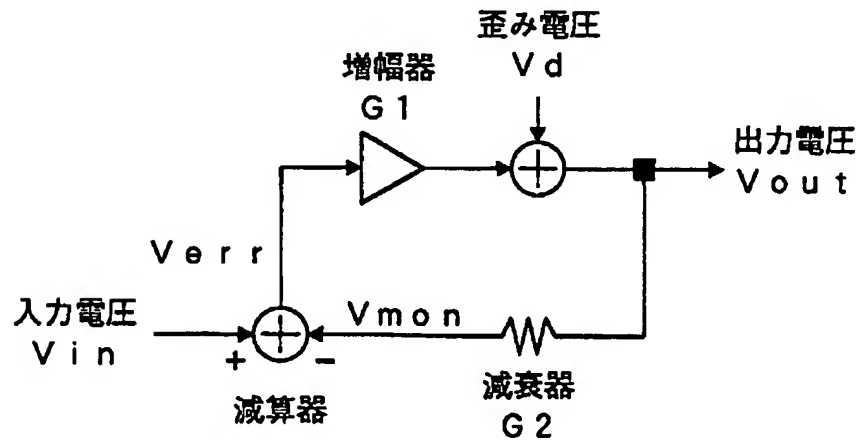
【図3】



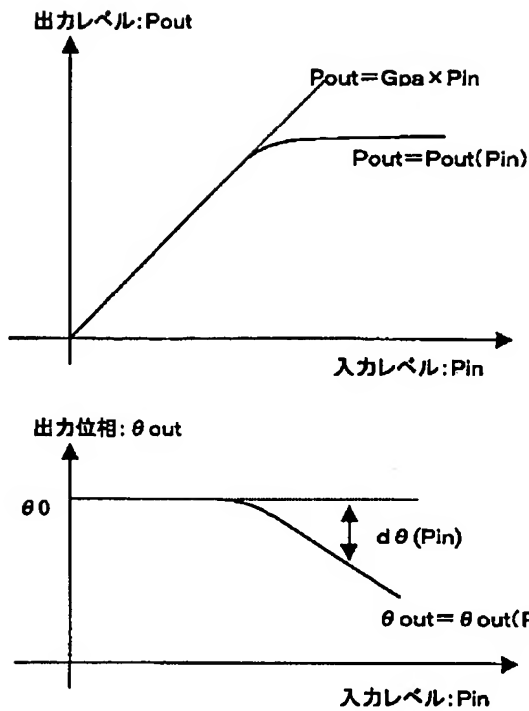
【図4】



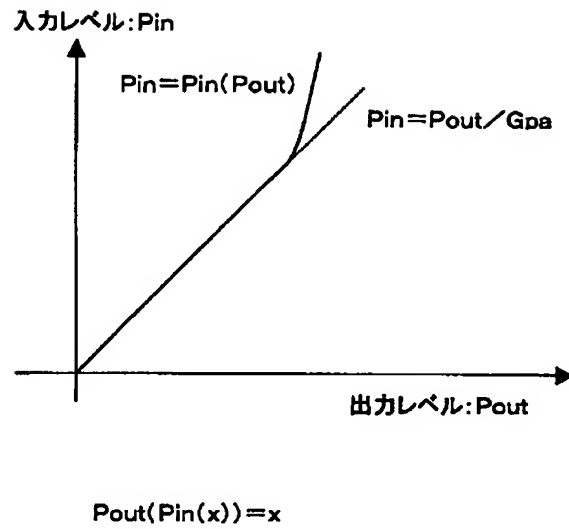
【図5】



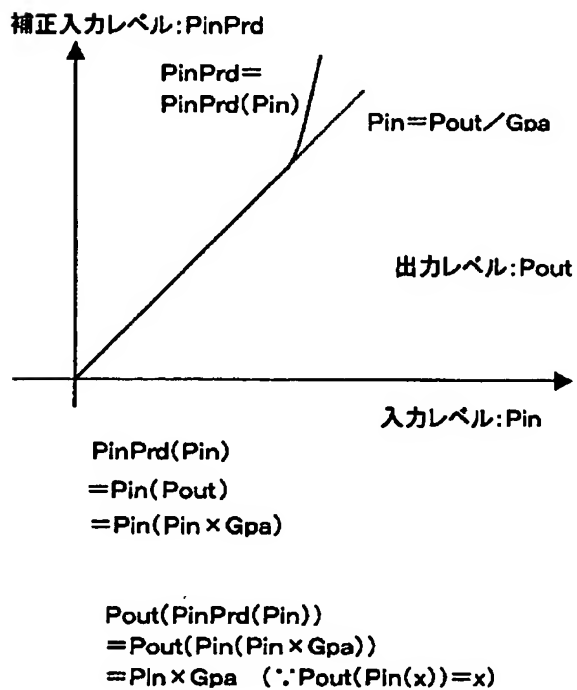
【図6】



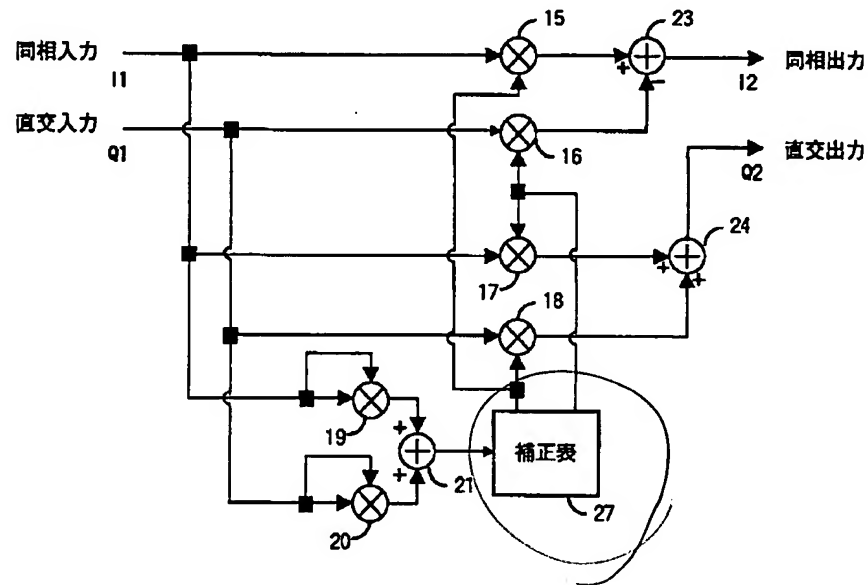
【図7】



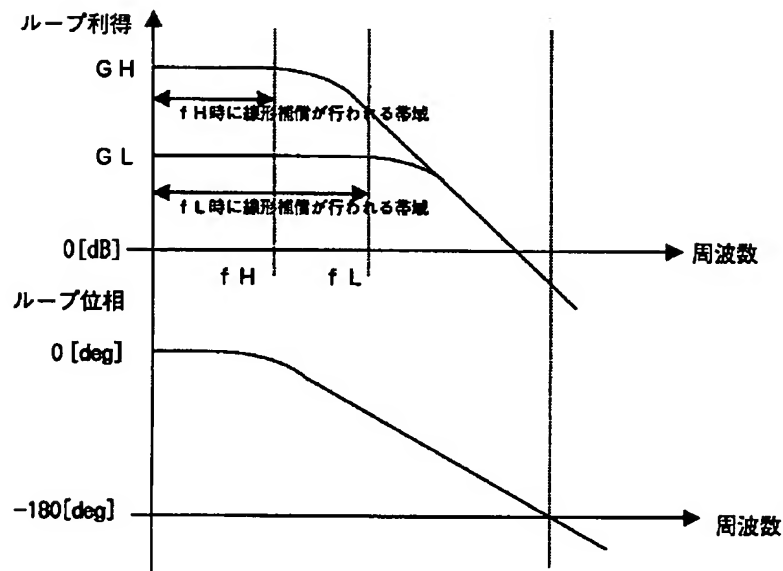
【図8】



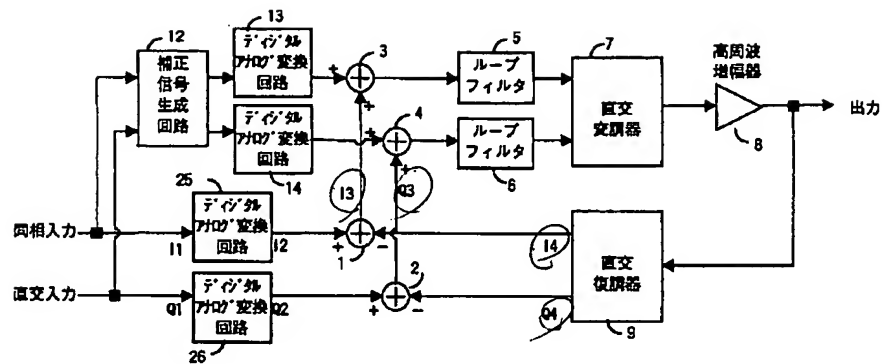
【図10】



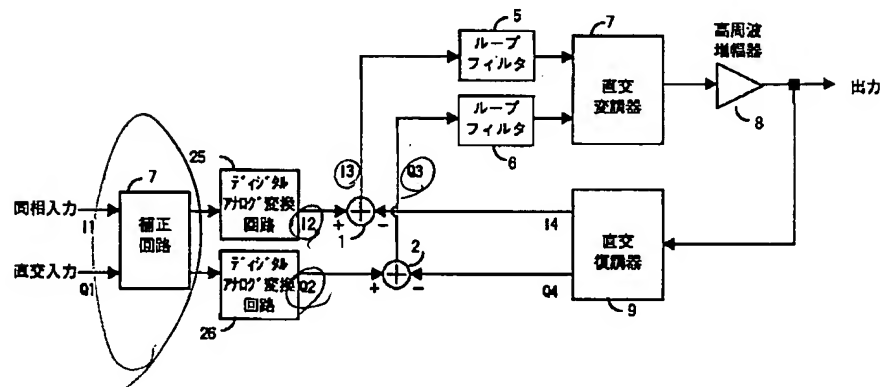
【図11】



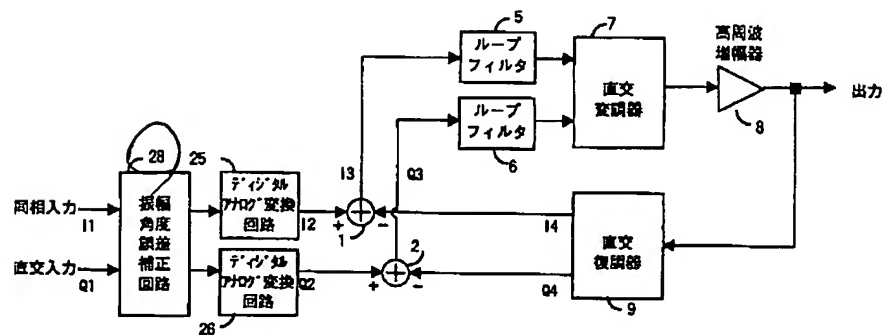
【図12】



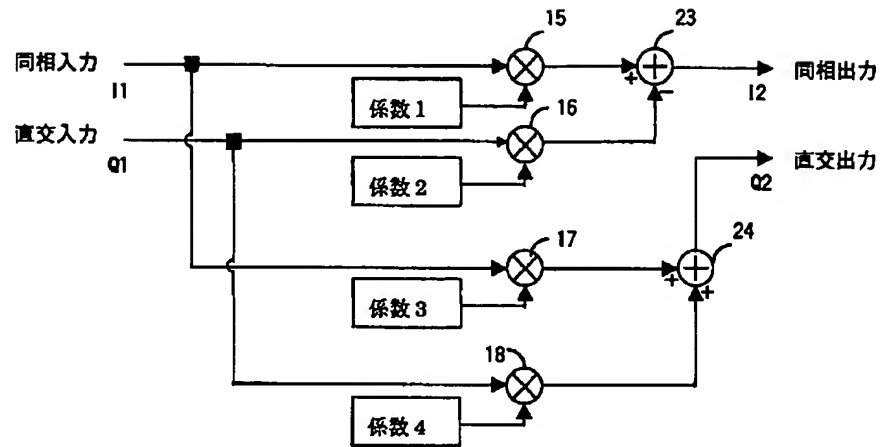
【図13】



【図14】



【図15】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J090 AA04 AA41 CA25 CA26 CA62  
 FA08 FA17 GN03 GN05 GN06  
 HA25 HN03 HN04 HN07 HN08  
 HN17 KA17 KA26 KA34 KA42  
 KA53 KA55 MA13 NN16 SA14  
 TA01 TA02  
 5K004 AA05 AA08 FE07 FF05 JE00  
 JF04  
 5K060 BB07 CC04 FF06 HH01 HH09  
 HH11 KK03 KK04 KK06 LL24

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2001-57578  
(P2001-57578A)

(43) 公開日 平成13年2月27日 (2001.2.27)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームコード*(参考)
H 0 4 L 27/20		H 0 4 L 27/20	Z 5 J 0 9 0
H 0 3 F 1/32		H 0 3 F 1/32	5 K 0 0 4
H 0 4 B 1/04		H 0 4 B 1/04	R 5 K 0 6 0
H 0 4 L 27/36		H 0 4 L 27/00	F

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平11-230744

(22) 出願日 平成11年8月17日 (1999.8.17)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 濱崎 俊典

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(74) 代理人 100099254

弁理士 役 昌明 (外3名)

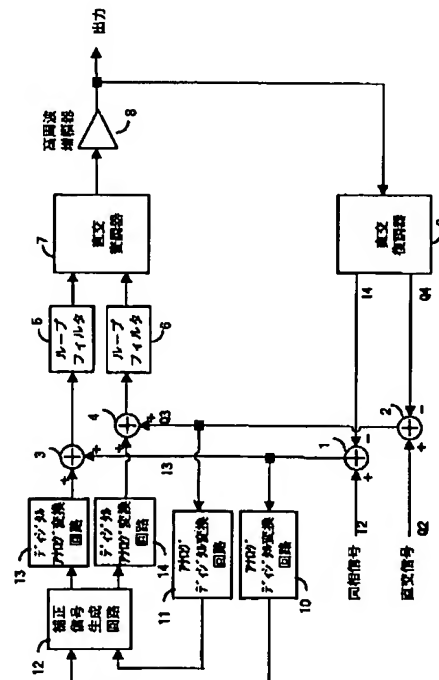
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 線形補償回路

(57) 【要約】

【目的】 無線送信機における歪みを低減するカーテシアン・フィードバック回路において、歪み改善度を向上させる。

【構成】 送信出力の一部を分岐して局部復調した局部同相復調信号 I 4 および局部直交復調信号 Q 4 を、同相信号 I 2 および直交信号 Q 2 からそれぞれ減算して同相誤差信号 I 3 および直交誤差信号 Q 3 を算出する。この信号をデジタル信号に変換し、補正信号生成回路 12 に入力して補正信号を生成する。補正信号をアナログ信号に変換して、加算器 3 と加算器 4 を用いて、同相誤差信号 I 3 と直交誤差信号 Q 3 に加えることにより、歪み改善度を向上させる。歪み改善効果を保ったまま、歪み改善可能な帯域幅を広げると共に、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善もできる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、デジタル・アナログ変換回路(1 3)の出力に前記同相誤差信号(I 3)を加算する加算回路(3)と、デジタル・アナログ変換回路(1 4)の出力に前記直交誤差信号(Q 3)を加算する加算回路(4)と、加算回路(3)および加算回路(4)の出力を帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、前記減算回路(1、2)から出力した同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換回路(1 0)およびアナログ・デジタル変換回路(1 1)と、前記アナログ・デジタル変換回路(1 0)および前記アナログ・デジタル変換回路(1 1)の出力を入力し補正信号を生成して前記デジタル・アナログ変換回路(1 3)およびデジタル・アナログ変換回路(1 4)に入力する補正信号生成回路(1 2)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【請求項2】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、デジタル・アナログ変換回路(1 3)の出力に前記同相誤差信号(I 3)を加算する加算回路(3)と、デジタル・アナログ変換回路(1 4)の出力に直交誤差信号(Q 3)を加算する加算回路(4)と、加算回路(3)および加算回路(4)の出力をそれぞれ帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い前記局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路(1、2)に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)に従って補正信号を生成する補正信号生成回路(1 2)と、前記補正信号生成回路(1 2)の出力をアナ

ログ信号に変換するデジタル・アナログ変換回路(1 3)およびデジタル・アナログ変換回路(1 4)と、前記同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)を前記同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)にそれぞれ変換するデジタル・アナログ変換回路(2 5)およびデジタル・アナログ変換回路(2 6)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【請求項3】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、前記同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)をそれぞれ帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い前記局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路(1、2)に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)に従って信号を補正する補正回路(7)と、前記補正回路(7)の出力を前記同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)に変換するデジタル・アナログ変換回路(2 5)およびデジタル・アナログ変換回路(2 6)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【請求項4】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、前記同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)をそれぞれ帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い前記局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路(1、2)に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)に従って信号を補正する振幅角度誤差補正回路(2 8)と、前記振幅角度誤差補正回路(2 8)の出力を前記同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)に変換するデジタル・アナログ変換回路(2 5)およびデジタル・アナログ変換回路(2 6)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【発明の詳細な説明】



## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、線形補償回路に関し、特に、無線送信機における歪みを低減するカーテシアン・フィードバック回路における歪み補償を改善した線形補償回路に関する。

## 【0002】

【従来の技術】線形変調信号を送出するための送信機においては、その直線性が悪いと、変調精度を悪化させるばかりでなく、過剰な帯域外不要輻射を発生し、隣接チャネルに妨害を与える危険性がある。このため、送信機の全動作範囲において直線性を確保する必要がある。従来、送信機の直線性を改善する方法の一つに、いわゆるカーテシアン・フィードバックがある。これは、送信機の出力の一部を局部復調して直交ベースバンド信号にし、変調ベースバンド信号へ負帰還をかけるものである。

【0003】図4は、従来の線形補償方式であるカーテシアン・フィードバック回路の一例を示す概略ブロック図である。図4に示す従来例において、同相入力I1は、局部直交復調された局部同相復調信号I4が減算されて、同相誤差信号I3となる。直交入力Q1は、局部直交復調された局部直交復調信号Q4が減算されて、直交誤差信号Q3となる。同相誤差信号I3と直交誤差信号Q3は、それぞれループフィルタ5とループフィルタ6に入力されて帯域制限された後、直交変調器7で直交復調される。直交変調された信号は、高周波増幅器8で増幅された後、出力される。出力の一部は分岐され、直交復調器9で局部直交復調され、局部同相復調信号I4と局部直交復調信号Q4として出力される。このように、カーテシアン・フィードバックは、ベースバンド帯域でフィードバックをかけることにより、高周波増幅器の線形補償を行っている。

【0004】カーテシアン・フィードバック回路の原理を、図5に示す。入力信号Vinは、減算器に入力され、帰還信号Vmonが減算されて、誤差信号Verrとなる。誤差信号Verrは、利得G1の増幅器で増幅される。増幅器出力に増幅器の歪み成分Vdが加算され、Voutとなる。Voutは減衰器に入力され、帰還信号Vmonが生成され、入力Vinから減算される。誤差信号Verrは、 $Verr = Vin - Vmon = Vin - G2 \times Vout$

となる。出力Voutは、

$$Vout = Verr \times G1 + Vd$$

なので、上式をVoutについて解くと、

$$Vout = (G1 \times Vin) / (1 + G1 \times G2) - Vd / (1 + G1 \times G2)$$

となる。以上の様に、歪み成分は補正前に比較して、 $1 / (1 + G1 \times G2)$ 倍に改善されている。

【0005】図11は、図5に示すカーテシアン・フィードバック回路の原理を示す回路の位相特性を示す図である。カーテシアン・フィードバック回路が発振しない

ためには、ループ位相が $-180$  [deg]になる周波数で、ループ利得が $0$  [dB]以下でなければならない。このため、ループ利得が $G_H$ の場合に線形補償が行われる帯域は $0 \sim f_H$ までとなり、ループ利得が $G_L$ の場合に線形補償が行われる帯域は $0 \sim f_L$ までとなる。このように、カーテシアン・フィードバックを用いる場合、ループ利得を上げると、歪み改善が行われる帯域幅が小さくなってしまふ。歪み改善度はループ利得に比例するため、歪み改善度を上げると、歪み改善が行われる帯域幅が小さくなることになる。

【0006】次に、線形補償方式の一つであるプリディストーション方式について説明する。まず、高周波増幅器の歪みについて説明し、入力信号を予め補正をかけることにより高周波増幅器の歪みを除去する方法について述べる。図6に、高周波増幅器の入出力特性を示す。Poutは、高周波増幅器の入力電力がPinの場合の高周波増幅器出力を表している。出力位相 $\theta_o$ は、入力電力がPinの場合の高周波増幅器出力位相を表している。入力Pinが十分に小さい場合の出力位相を $\theta_0$ とする。この時、 $d\theta(Pin)$ は、出力位相の $\theta_0$ からの差を表している。

【0007】図7に、高周波増幅器入出力逆特性のグラフを示す。このグラフは、高周波増幅器の入出力特性の逆関数を表したもので、縦軸と横軸が逆になっている。Pin(Pout)は、Poutの電力の出力を得るために必要な入力電力Pinを表している。以上の定義より、高周波増幅器にPin(Pout)を入力すると、出力電力はPoutとなる。これを式で表すと

$$Pout(Pin(x)) = x$$

となる。

【0008】図8に、高周波増幅器歪み補正特性のグラフを示す。このグラフは、高周波増幅器入出力逆特性のグラフの横軸Poutを小電力時の利得Gpaで割って入力電力に換算したものである。PinPrd(Pin)は、入力電力がPinの場合に、高周波増幅器出力が線形動作時と同じ出力になるために必要な補正後入力電力を表している。

【0009】 $PinPrd(Pin) = Pin(Pin \times Gpa)$ であるので、高周波増幅器に補正後入力電力を加えると出力電力は、

$$\begin{aligned} Pout(PinPrd(Pin)) \\ = Pout(Pin(Pin \times Gpa)) \\ = Pin \times Gpa \quad (\because Pout(Pin(x)) = x) \end{aligned}$$

となり、高周波増幅器が線形動作している場合と同じ出力電力が得られる。

【0010】以上の関係より、歪み補正を振幅の補正の方法と、位相の補正の方法について分けて説明する。PinPrdを、利得補正值Gprdで表して

$$Gprd(x) = PinPrd(x) / x$$

とする。この時、高周波増幅器に $Gprd(Pin) \times Pin$

を入力すると、出力は、

$$\begin{aligned} P_{out} &= G_{prd}(Pin) \times Pin \\ &= P_{out}(PinPrd(Pin) / Pin \times Pin) \\ &= P_{out}(PinPrd(Pin)) \\ &= Pin \times G_{pa} \end{aligned}$$

となり、入力振幅を  $G_{prd}(Pin)$  倍にすると、高周波増幅器出力では、線形動作時の出力電力が得られる。

【0011】この時、高周波増幅器出力の位相は、 $d\theta$  \*

$$\begin{aligned} (I') &= (\cos(-d\theta) - \sin(-d\theta)) (I) \\ (Q') &= (\sin(-d\theta) - \cos(-d\theta)) (Q) \end{aligned}$$

となる。

※ ※【0012】以上の操作をまとめると、

$$\begin{aligned} (I') &= (G_{prd} \times \cos(-d\theta) - G_{prd} \times \sin(-d\theta)) (I) \\ (Q') &= (G_{prd} \times \sin(-d\theta) - G_{prd} \times \cos(-d\theta)) (Q) \end{aligned}$$

…(1)

となる。

【0013】同相入力  $I_1$ 、直交入力  $Q_1$  を式(1)に従って補正することにより、高周波増幅器の歪みを除去することができる。

【0014】図10に補正回路の一例を示す。同相入力  $I_1$  と直交入力  $Q_1$  は掛算器19、掛算器20にそれぞれ入力され、2乗される。2乗された結果は加算器21に入力され、 $I_1 \times I_1 + Q_1 \times Q_1$  が出力される。補正表は、入力振幅の2乗である  $I_1 \times I_1 + Q_1 \times Q_1$  に従って  $G_{prd} \times \cos(-d\theta)$  と  $G_{prd} \times \sin(-d\theta)$  を出力する。

【0015】補正表出力である  $G_{prd} \times \cos(-d\theta)$  は、掛算器15と掛算器18に入力され、同相入力  $I_1$  および直交入力  $Q_1$  と掛け合わされ、掛算器15より  $G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times I_1$  が出力され、掛算器18より  $G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times Q_1$  が出力される。補正表出力である  $G_{prd} \times \sin(-d\theta)$  は、掛算器16と掛算器17に入力され、同相入力  $I_1$  および直交入力  $Q_1$  と掛け合わされ、掛算器16より  $G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times Q_1$  が出力され、掛算器17より  $G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times I_1$  が出力される。

【0016】掛算器15の出力と掛算器16の出力は加算器23に入力され、加算器23からは、 $G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times I_1 - G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times Q_1$

が出力される。掛算器17の出力と掛算器18の出力は加算器24に入力され、加算器24からは、 $G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times I_1 + G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times Q_1$

が出力される。以上の操作によって式(1)に従った操作が行われる。この補正表を用い、入力信号を補正することにより、高周波増幅器出力が線形動作している場合と等しい出力が得られるようになる。

【0017】図9は、従来の線形補償方式であるプリディストーション回路の一例を示す概略ブロック図である。同相入力  $I_1$  と直交入力  $Q_1$  は、補正回路7に入れ★50

\* ( $PinPrd$ ) だけ位相が回転する。これを補正するため、入力位相を  $-d\theta$  ( $PinPrd$ ) だけ回転させればよい。以上の操作を  $I$ 、 $Q$  信号に対する操作で表すと、振幅補正は、

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{prd}(Pin) & 0 \\ 0 & G_{prd}(Pin) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix}$$

となる。位相補正は、

★られ、高周波増幅器8の歪みを打ち消す様に補正され、同相信号  $I_2$  と直交信号  $Q_2$  として出力される。同相信号  $I_2$  と直交信号  $Q_2$  は、直交変調器5に入力され、直交変調器出力は、高周波増幅器8に入力され、増幅後出力される。

20 【0018】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上記のような従来のカーテシアン・フィードバック方式においては、歪み改善度を高めると、歪み改善可能な帯域幅が狭くなってしまうという問題があった。

【0019】また、プリディストーション方式においては、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善は行えないという問題があった。

30 【0020】本発明は、上記の問題を解決するもので、歪み改善効果を保ったまま、歪み改善可能な帯域幅を広げると共に、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善も行える線形補償回路を提供することを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために、本発明では、局部復調された局部同相復調信号  $I_4$  および局部直交復調信号  $Q_4$  を同相信号  $I_2$  および直交信号  $Q_2$  からそれぞれ減算して同相誤差信号  $I_3$  および直交誤差信号  $Q_3$  を算出する減算回路1および減算回路2と、デジタル・アナログ変換回路13の出力に同相誤差信号  $I_3$  を加算する加算回路3と、デジタル・アナログ変換回路14の出力に直交誤差信号  $Q_3$  を加算する加算回路4と、加算回路3および加算回路4の出力を帯域制限するループフィルタ5およびループフィルタ6と、ループフィルタ5およびループフィルタ6の出力を搬送波で直交変調する直交変調器7と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器8と、増幅された信号を送信出力するとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い局部同相復調信号  $I_4$  および局部直交復調信号  $Q_4$  に復調して減算回路に出力する直交復調器9とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカー

テシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、減算回路から出力した同相誤差信号I3および直交誤差信号Q3をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換回路10およびアナログ・デジタル変換回路11と、アナログ・デジタル変換回路10およびアナログ・デジタル変換回路11の出力を入力し補正信号を生成してデジタル・アナログ変換回路13およびデジタル・アナログ変換回路14に inputs する補正信号生成回路12とを備えた構成とした。

【0022】このように構成したことにより、ループ利得を下げる事が可能となり、歪み改善効果を保ったまま、歪み改善可能な帯域幅を広げることができる。また、歪み改善帯域幅とループ利得を一定とした場合には、ループ利得分の歪み改善に加え、歪み補正信号を加えることにより歪み改善度が向上する。さらに、従来のプリディストーション方式では不可能であった、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善もできる。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0024】(第1の実施の形態)本発明の第1の実施の形態は、送信出力の一部を分岐して局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、入力信号である同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出し、デジタル変換して補正信号を生成してアナログ変換し、同相誤差信号と直交誤差信号を加算してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路である。

【0025】図1は、本発明の第1の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。本実施の形態では、2チャンネルある直交変調無線機の信号チャンネルのうち、一方を同相信号、もう一方を直交信号と呼ぶ。図1において、減算回路1は、同相信号I2から局部同相復調信号I4を減算して同相誤差信号I3を出力する回路である。減算回路2は、直交信号Q2から局部直交復調信号Q4を減算して直交誤差信号Q3を出力する回路である。ループフィルタ5は、同相誤差信号I3の帯域を制限するフィルタである。ループフィルタ6は、直交誤差信号Q3の帯域を制限するフィルタである。直交変調器7は、ループフィルタ出力を直交変調する変調器である。高周波増幅器8は、直交変調器の出力信号を増幅する増幅器である。直交復調器9は、高周波増幅器出力の一部を分岐した信号を復調して、局部同相復調信号I4と局部直交復調信号Q4を出力する復調器である。アナログ・デジタル変換回路10は、同相誤差信号I3をデジタル信号に変換する回路である。アナログ・デジタル変換回路11は、直交誤差信号Q3をデジタル信号に変換する回路である。補正信号生成回路

12は、デジタル変換された同相誤差信号I3および直交誤差信号Q3から高周波増幅器の歪みに従った補正信号を計算する回路である。デジタル・アナログ変換回路13、14は、補正信号生成回路出力をアナログ信号に変換する回路である。加算回路3、4は、アナログ信号に変換された補正信号生成回路出力を同相誤差信号I3および直交誤差信号Q3に加算する回路である。

【0026】図2は、補正信号生成回路の構成を示すブロック図である。図2において、掛算回路19は、同相入力I1の2乗を計算する回路である。掛算回路20は、直交入力Q1の2乗を計算する回路である。加算回路21は、掛算回路19の出力と掛算回路20の出力の和を計算する回路である。補正信号生成表22は、加算回路21の出力であるI1とQ1の振幅の2乗である $I1 \times I1 + Q1 \times Q1$ に従って $G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1$ と $G_{prd} \times \sin(-d\theta)$ を出力するテーブルである。掛算回路15、16、17、18は、補正信号生成表出力と同相入力I1、直交入力Q1の積を計算する回路である。加算回路23、24は、掛算回路15と16の各出力、および掛算回路17と18の各出力の和をそれぞれ計算する回路である。

【0027】図3を用いて、本発明の原理を説明する。増幅器の入力電圧を $V_{in2}$ 、増幅器の出力電圧を $V_{out2}$ 、増幅器の歪み電圧を $V_d$ 、増幅器の雑音電圧を $V_n$ 、歪み補正電圧を $V_{prd}$ とする。 $V_{prd}$ は、増幅器の特性を予め測定した結果に基づいているため、温度、時間、電源電圧の変動による特性の変化、増幅器の雑音、等による歪みを補正することはできない。このため、温度、時間、電源電圧による特性変動、増幅器の雑音などによる歪みは $V_n$ に含めることにする。

【0028】まず、雑音電圧 $V_n$ が0の場合を調べる。

増幅器の入出力特性を

$$V_{out2} = V_{out2}(V_{in2})$$

とすると、増幅器の利得を $G1$ として

$$V_{out2}(V_{in2}) = G1 \times V_{in2} + V_d$$

となる。これは、歪み補正前の値 $V_{err}$ で表すと

$$V_{in2} = V_{err} + V_{prd}$$

なので、

$$V_{out}(V_{err} + V_{prd}) = G1 \times V_{in2} + V_d$$

となる。 $V_{prd}$ は増幅器が線形動作した場合と同様の出力が出るようにするための補正電圧であり、増幅器出力は $V_{err}$ に対して利得 $G1$ 倍となる。式で表すと以下のようになる。

$$V_{out}(V_{err} + V_{prd}) = G1 \times V_{err}$$

これより、ループの方程式を求めると、

$$V_{in} - G1 \times V_{err} \times G2 = V_{err}$$

$$V_{out} = G1 \times V_{err}$$

となる。これを解くと

$$V_{out} = G1 / (1 + G1 \times G2) V_{in}$$

となる。このように、雑音電圧 $V_n$ が無い場合には、歪み電圧成分 $V_d$ を完全に補償することができる。

【0029】次に、雑音電圧 $V_n$ が0でない場合を調べる。雑音電圧 $V_n$ は、信号成分に比べて十分に小さいので、補正信号生成回路および増幅器の小信号等価回路を用いる。以下では、雑音 $V_n=0$ の場合の信号を、 $V_{err}$ 、 $V_{prd}$ 、 $V_{in2}$ 、 $V_{out2}$ 、 $V_{out}$ で、雑音 $V_n \neq 0$ の場合の信号を、 $V_{err}'$ 、 $V_{prd}'$ 、 $V_{in2}'$ 、 $V_{out2}'$ 、 $V_{out}'$ で表す。また、各信号の変化分を、 $\partial V_{err}$ 、 $\partial V_{prd}$ 、 $\partial V_{in2}$ 、 $\partial V_{out2}$ 、 $\partial V_{out}$ で表す。各変数の\*

$$\begin{aligned} V_{prd}' &= V_{prd} + \partial V_{prd} \\ &= V_{prd} (V_{err}') \\ &= V_{prd} (V_{err} + \partial V_{err}) \\ &= V_{prd} (V_{err}) + (\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \cdot \partial V_{err} \end{aligned}$$

となる。よって、 $\partial V_{prd} = (\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \cdot \partial V_{err}$ となる。

【0031】 $V_{in2} = V_{prd} + V_{err}$

なので、  
 $\partial V_{in2}$

$$\begin{aligned} V_{out2}' &= V_{out2} (V_{in2}') \\ &= V_{out2} (V_{in2} + \partial V_{in2}) \\ &= V_{out2} (V_{in2}) + (\partial V_{out2}) / (\partial V_{in2}) \cdot \partial V_{in2} \\ &\approx V_{out2} (V_{in2}) + G_1 \cdot \partial V_{in2} \end{aligned}$$

なので、

$$\begin{aligned} \partial V_{out2} &= G_1 \cdot \partial V_{in2} \\ &= G_1 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} \end{aligned}$$

となる。

【0032】 $V_{out} = V_{out2} + V_d + V_n$

$$\begin{aligned} \partial V_{out} &= \partial V_{out2} + V_n \\ &= G_1 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} + V_n \end{aligned}$$

となる。ここで、雑音電圧 $V_n$ による、歪み信号 $V_d$ の変化は十分に小さく、一定だと仮定している。

【0033】 $V_{err} = V_{in} - G_2 \cdot V_{out}$

なので、

$$\partial V_{err} = -G_2 \cdot \partial V_{out}$$

となる。これより、

$$V_{out} = -G_1 \cdot G_2 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} + V_n$$

よって、

$$\partial V_{out} = 1 / (G_1 \cdot G_2 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1)) \cdot V_n$$

となる。 $V_{prd}$ は、補正信号なので小さく、

$$(\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \approx 0$$

なので、

$$\partial V_{out} \approx 1 / (G_1 \cdot G_2) \cdot V_n$$

となる。以上のように、雑音成分は、ほぼ1/ループ利得である、 $1 / (G_1 \cdot G_2)$ 倍となる。

【0034】プリディストーションが不完全であるため☆

$$\begin{aligned} (I') &= (G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1) (I) - G_{prd} \times \sin(-d\theta) (Q) \\ (Q') &= (G_{prd} \times \sin(-d\theta) (I) + (G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1) (Q)) \end{aligned}$$

\*関係は、

$$\begin{aligned} V_{err}' &= V_{err} + \partial V_{err} \\ V_{prd}' &= V_{prd} + \partial V_{prd} \\ V_{in2}' &= V_{in2} + \partial V_{in2} \\ V_{out2}' &= V_{out2} + \partial V_{out2} \\ V_{out}' &= V_{out} + \partial V_{out} \end{aligned}$$

である。【0030】補正信号生成回路の小信号入出力特性は、

$$\begin{aligned} \ast &= \partial V_{prd} + \partial V_{err} \\ &= (\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \cdot \partial V_{err} + \partial V_{err} \\ &= ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} \end{aligned}$$

となる。増幅器の入出力特性は、

※

★なので、

★

☆生じる歪みは、 $V_n$ に含めることができ、上で示したように、本方式では、ループ利得分だけ改善できる。このため、本方式では、増幅器の歪みに対しては、プリディストーションによる改善効果と、カーテシアン・フィードバックによる改善効果の和となる。

【0035】このように、歪み成分に関しては、プリディストーションによる歪み改善効果とカーテシアン・フィードバックによる歪み改善効果の和となり、雑音や電源電圧、温度の変動による歪みは、カーテシアン・フィードバックのループ利得だけ改善される。

【0036】次に、図1を用いて、本発明の第1の実施の形態における線形補償回路の動作について説明する。同相誤差信号I3、直交誤差信号Q3は、デジタル・アナログ変換回路10、デジタル・アナログ変換回路11により、デジタル信号に変換される。この信号が、補正信号生成回路12に入力される。補正信号生成回路は、入力をI、Q、出力をI'、Q' すると、

## 11

を計算する。よって、補正信号生成回路は

$$I' = (Gprd \times \cos(-d\theta) - 1) \times I3 - Gprd \times \sin(-d\theta) \times Q3$$

$$Q' = Gprd \times \sin(-d\theta) \times I3 + (Gprd \times \cos(-d\theta) - 1) \times Q3$$

を出力する。この出力はデジタル・アナログ変換回路13、デジタル・アナログ変換回路14に入力されてアナログ信号となり、加算回路3、加算回路4に入力される。加算回路3は、I3とI'を加算するので、加算回路3の出力は、 $Gprd \times \cos(-d\theta) \times I3 - Gprd \times \sin(-d\theta) \times Q3$ となる。

【0037】加算回路4は、Q3とQ'を加算するので、加算回路4の出力は、 $Gprd \times \sin(-d\theta) \times I3 + Gprd \times \cos(-d\theta) \times Q3$ となる。よって、加算回路3と加算回路4出力は、プリディストーション方式による歪み補償を行った信号と等しくなる。

【0038】加算回路3、加算回路4の出力は、ループフィルタ5、ループフィルタ6、に入力され、帯域制限される。ループフィルタ5、ループフィルタ6は、その出力が直交変調器7に入力され直交変調され出力される。直交変調器7出力は高周波増幅器8に入力され増幅後出力される。出力の一部は分岐され直交復調器9に入力され直交復調され局部同相復調信号I4、局部直交復調信号Q4として出力される。局部同相復調信号I4、局部直交復調信号Q4は、減算回路1、減算回路2に入力され、同相信号I2、直交信号Q2と減算され、同相誤差信号I3、直交誤差信号Q3を出力する。以上のようにして、カーテシアン・フィードバックが構成されている。

【0039】上記のように、本発明の第1の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、送信出力の一部を分岐して局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、入力信号である同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出し、デジタル変換して補正信号を生成してアナログ変換し、同相誤差信号と直交誤差信号を加算してベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、従来のプリディストーション方式では不可能であった、温度、時間、電源電圧の変動による特性の変化、増幅器の雑音、等による歪みを補正することができる。さらに、プリディストーションにより歪の補正が行われるため、ループ利得を低くしても同等の歪改善効果が得られる。このため、ループの位相余裕が増し、歪改善が可能な周波数帯域を広くすることができる。

【0040】(第2の実施の形態) 本発明の第2の実施の形態は、入力信号である同相入力および直交入力をアナログ変換して同相信号および直交信号を生成して、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、同相信号および直交信号からそれぞれ

## 12

れ減算して、同相誤差信号および直交誤差信号を算出するとともに、同相入力および直交入力に従って補正信号を生成してアナログ信号に変換して、同相誤差信号と直交誤差信号をそれぞれ加算するベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路である。

【0041】図12は、本発明の第2の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。図12において、デジタル・アナログ変換回路25、26は、同相入力I1と直交入力Q1をそれぞれアナログ信号に変換する回路である。第2の実施の形態が、第1の実施の形態と異なる点は、補正信号生成回路12の入力が同相入力I1と直交入力Q1となり、デジタル・アナログ変換回路10、デジタル・アナログ変換回路11が省略された事、補正信号生成回路12の入力が同相入力I1、直交入力Q2となった事である。

【0042】上記のように構成された本発明の第2の実施の形態における線形補償回路の動作を説明する。同相誤差信号I3、直交誤差信号Q3は、ループ利得をGLとすると

$$I3 = -(I1) / (GL + 1)$$

$$Q3 = -(Q1) / (GL + 1)$$

である。上記関係に従って、補正信号生成回路12中の補正信号生成表22をI1、Q1で表せば、同一入力時に同一の値が補正信号生成回路12より出力される。これにより、第1の実施の形態と同様に動作することが可能である。

【0043】上記のように、本発明の第2の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、入力信号である同相入力および直交入力をアナログ変換して同相信号および直交信号を生成して、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、同相信号および直交信号からそれぞれ減算して、同相誤差信号および直交誤差信号を算出するとともに、同相入力および直交入力に従って補正信号を生成してアナログ信号に変換して、同相誤差信号と直交誤差信号をそれぞれ加算するベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、ループの位相余裕が増し、歪改善が可能な周波数帯域を広くすることができる。

【0044】(第3の実施の形態) 本発明の第3の実施の形態は、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路である。

【0045】図13は、本発明の第3の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。第3の実施の形態が、第1の実施の形態と異なる点は、アナ

ログ・デジタル変換回路10、アナログ・デジタル変換回路11、補正信号生成回路12、デジタル・アナログ変換回路13、デジタル・アナログ変換回路14、および、加算回路3、加算回路4が省略され、代わりに同相入力I1、直交入力Q1が補正回路7に入力され、補正回路7の出力がデジタル・アナログ変換回路25、デジタル・アナログ変換回路26に入力されたことである。

【0046】上記のように構成された本発明の第3の実施の形態における線形補償回路の動作を説明する。同相誤差信号I3、直交誤差信号Q3は、ループ利得をGLとする

$$I3 = -(I1) / (GL + 1)$$

$$Q3 = -(Q1) / (GL + 1)$$

である。上記関係に従って、補正回路7中の補正表27をI1、Q1で表せば、第1の実施の形態と同様に動作することが可能である。

【0047】上記のように、本発明の第3の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回路的線形補償回路を、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、ループの位相余裕が増し、歪改善が可能な周波数帯域を広くすることができる。

【0048】(第4の実施の形態) 本発明の第4の実施の形態は、振幅角度誤差補正回路で、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調した\*30

$$\begin{pmatrix} I5 \\ Q5 \end{pmatrix} = G \cdot \begin{pmatrix} 1+dG & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(d\theta) & -\sin(d\theta) \\ \sin(d\theta) & \cos(d\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I1 \\ Q1 \end{pmatrix}$$

となる。

※ ※ 【0053】

$$M = \begin{pmatrix} 1+dG & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(d\theta) & -\sin(d\theta) \\ \sin(d\theta) & \cos(d\theta) \end{pmatrix}$$

としたとき、Mの逆行列を

$$IM = \begin{pmatrix} IM1 & IM2 \\ IM3 & IM4 \end{pmatrix} = inv(M)$$

とする。図15の振幅角度誤差補正回路中の係数を係数1=IM1、係数2=IM2、係数3=IM3、係数4=IM4としたとき、図14で示される回路の入出力関係は、

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} I5 \\ Q5 \end{pmatrix} &= G \cdot M \cdot inv(M) \cdot \begin{pmatrix} I1 \\ Q1 \end{pmatrix} \\ &= G \cdot \begin{pmatrix} I1 \\ Q1 \end{pmatrix} \\ \therefore I5 &= G \cdot I1, Q5 = G \cdot Q1 \end{aligned}$$

となる。以上のように、振幅角度補正回路を用いることにより振幅誤差、角度誤差が補正される。

【0054】一般に、直交変調器7、直交復調器8の振★50

\*局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路的線形補償回路である。

【0049】図14は、本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。図14において、振幅角度誤差補正回路28は、入力信号に係数をかけて補正する回路である。第4の実施の形態が第3の実施の形態と異なる点は、補正回路7が振幅角度誤差補正回路28になったことである。

【0050】図15は、振幅角度誤差補正回路のブロック図である。振幅角度誤差補正回路は、補正回路7において、掛算回路15、掛算回路16、掛算回路17、掛算回路18の入力を、補正表ではなく、係数1、係数2、係数3、係数4としたものである。

【0051】上記のように構成された本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の動作を説明する。カーテシアン・フィードバック回路は、直交変調器7や直交復調器8の振幅誤差や角度誤差があると、カーテシアン・フィードバック全体としても、振幅や角度に誤差を生じてしまう。

【0052】振幅、角度誤差は、イメージ・リークを起こし、その結果、変調精度を悪化させてしまう。ここで、カーテシアン・フィードバック全体の振幅誤差をdG、角度誤差をdθとし、出力信号をベースバンドに直したものを同相出力I5、直交出力Q5とし、ループ全体の利得をGとする。同相入力I1および直交入力Q1と、同相出力I5および直交出力Q5との間の関係は、

★幅誤差、角度誤差は、個々のブロック毎に一定であるので、直交変調器7、直交復調器9が決まれば、係数1、係数2、係数3、係数4を決めることができる。そのため、製造時に測定を行って係数を決めることができる。

【0055】上記のように、本発明の第4の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回路的線形補償回路を、振幅角度誤差補正回路で、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、直交変調器7や直交復調器9の振幅誤差や角度誤差によって生じるカーテシアン・フィードバック全体の振幅誤差や角度誤差を補正すること

ができる。

【0056】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明では、ベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、局部復調された局部同相復調信号I4および局部直交復調信号Q4を同相信号I2および直交信号Q2からそれぞれ減算した同相誤差信号I3および直交誤差信号Q3をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換回路10およびアナログ・デジタル変換回路11と、その出力を

入力し補正信号を生成してデジタル・アナログ変換回路13およびデジタル・アナログ変換回路14に入力する補正信号生成回路12と、デジタル・アナログ変換回路13の出力に同相誤差信号I3を加算する加算回路3と、デジタル・アナログ変換回路14の出力に直交誤差信号Q3を加算する加算回路4と、ループフィルタと、直交変調器と、高周波増幅器と、直交復調器とを備えた構成としたので、ループ利得を下げる事が可能となり、これにより、歪み改善帯域幅を拡張できるという効果が得られる。

【0057】また、歪み改善帯域幅とループ利得を一定とした場合には、ループ利得分の歪み改善に加え、歪み補正信号を加えることにより歪み改善が向上する。送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善も行える。

【0058】さらに、高周波増幅器自体の歪み特性改善

の必要はなく、高周波増幅器の利得制御も必要とせず、

全てベースバンド部での処理であり、線形補償を行うために新たに必要な電力は少なく済むため、送信電力の小さい高周波増幅器の線形補償に用いることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態における線形補償回路のブロック図、

【図2】本発明の第1の実施の形態における線形補償回路の補正信号生成回路のブロック図、

【図3】本発明の原理を示す図、

【図4】従来の線形補償回路であるカーテシアン・フィードバック回路の図、

【図5】カーテシアン・フィードバック回路の原理を示す図、

【図6】高周波増幅器の入出力特性を示す図、

【図7】高周波増幅器の入出力逆特性を示す図、

【図8】高周波増幅器の歪み補正特性を示す図、

【図9】従来の線形補償回路であるプリディストーション回路の図、

【図10】従来のプリディストーション回路における補正回路のブロック図、

【図11】カーテシアン・フィードバックの原理図の回路の位相特性を示す図、

【図12】本発明の第2の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図13】本発明の第3の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図14】本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図15】本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の振幅角度誤差補正回路の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

1、2 減算回路

3、4、21、23、24 加算回路

5、6 ループ・フィルタ

7 直交変調器

8 高周波増幅器

9 直交復調器

10、11 アナログ・デジタル変換回路

12 補正信号生成回路

13、14、25、26 デジタル・アナログ変換回路

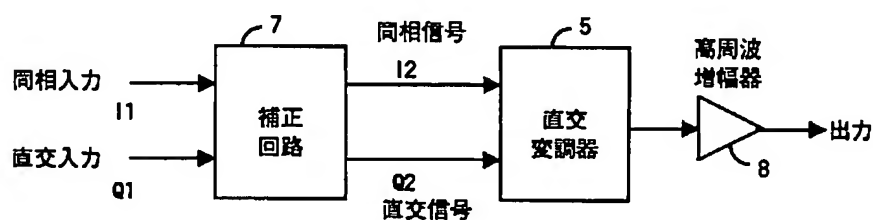
15、16、17、18、19、20 掛算回路

22 補正信号生成表

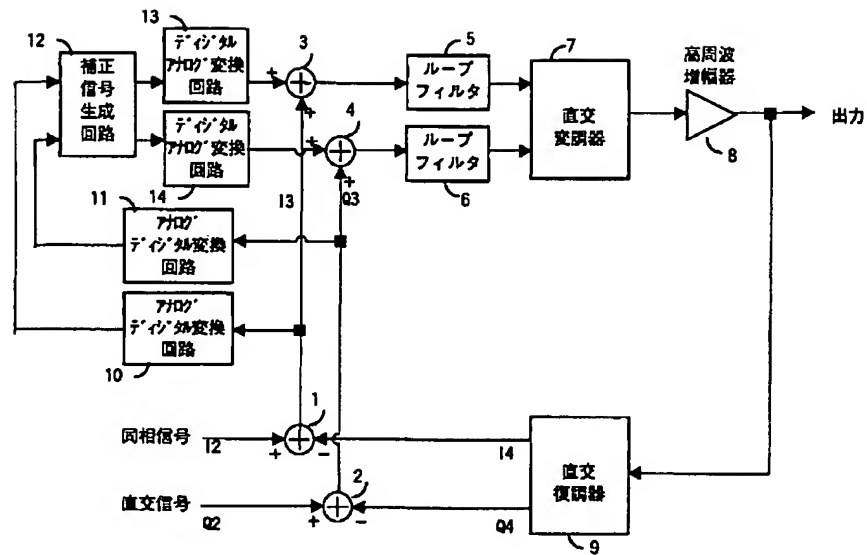
27 補正表

28 振幅角度誤差補正回路

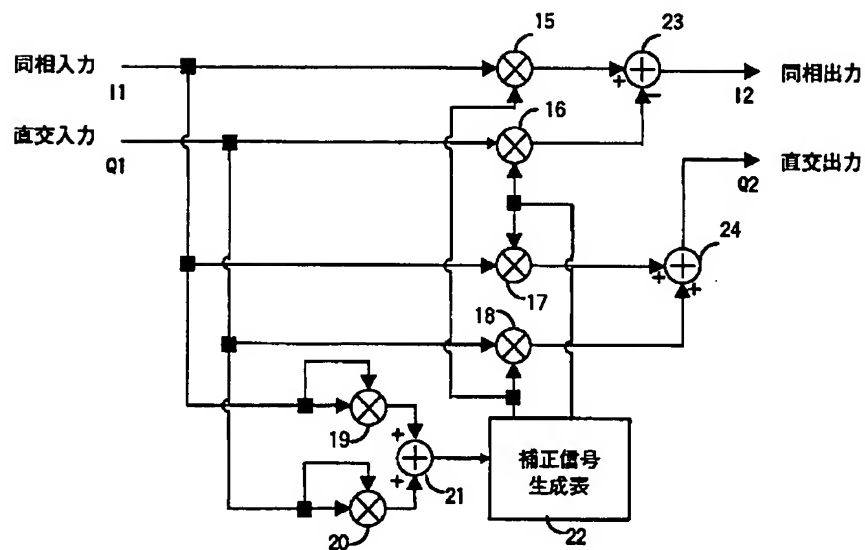
【図9】



【図1】

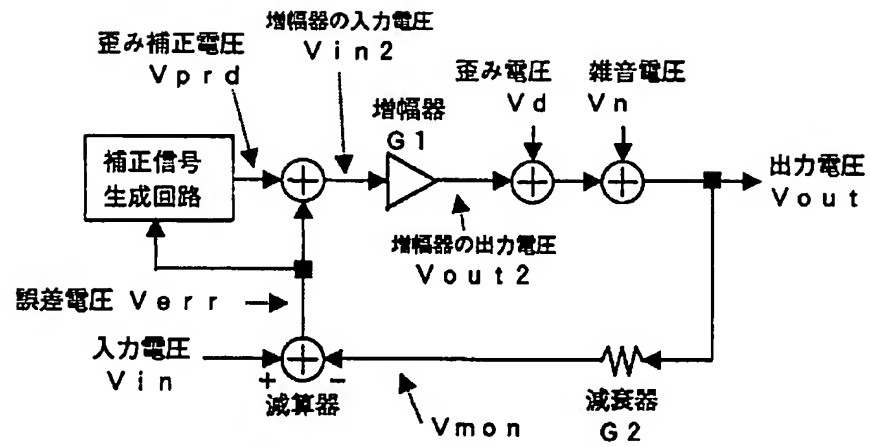


【図2】

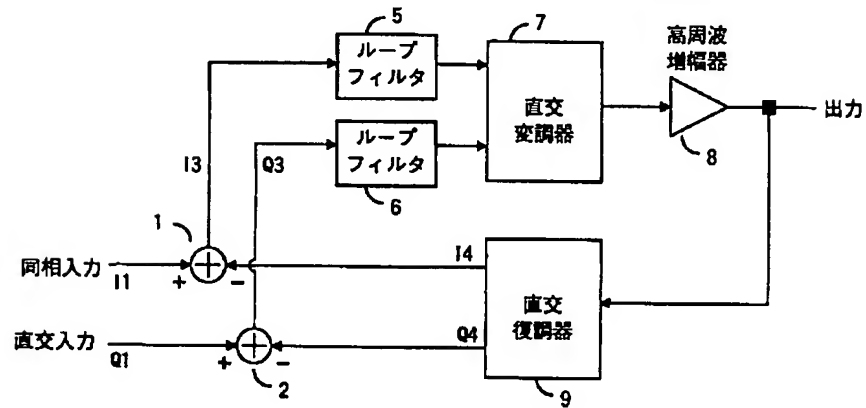




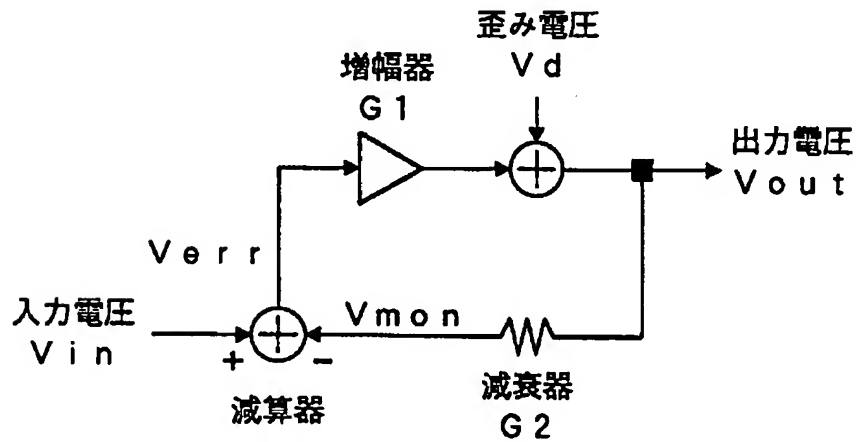
【図3】



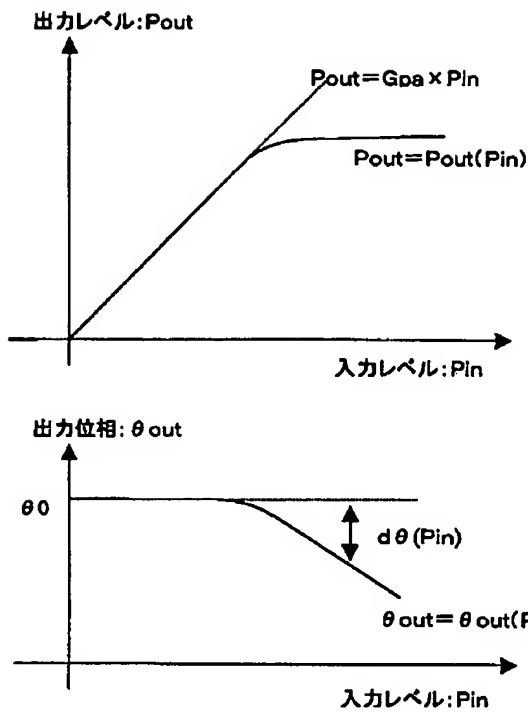
【図4】



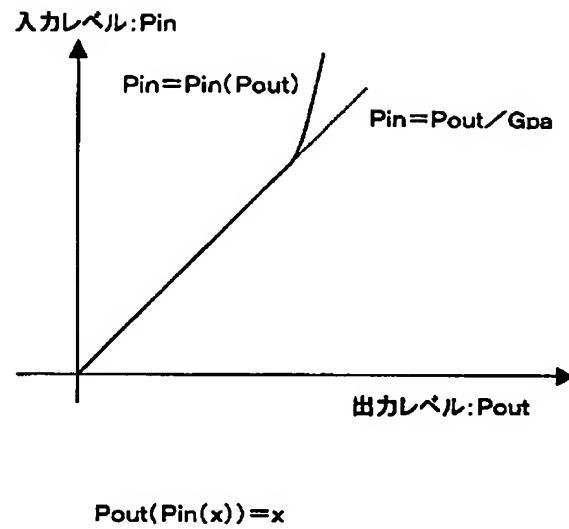
【図5】



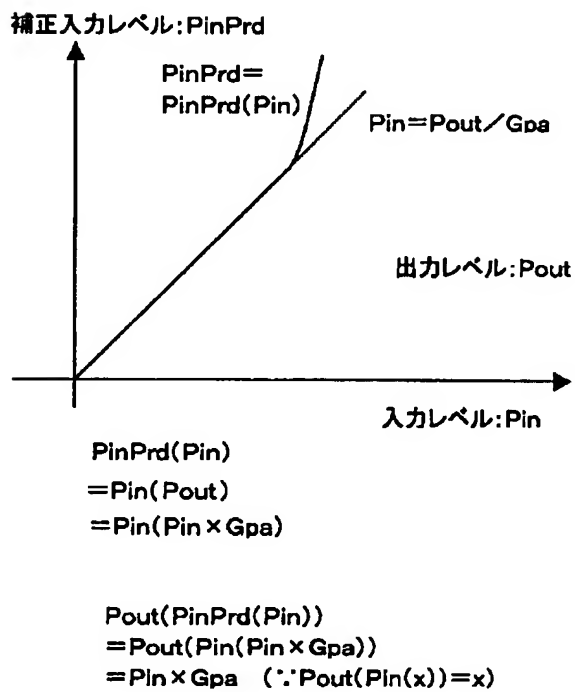
【図6】



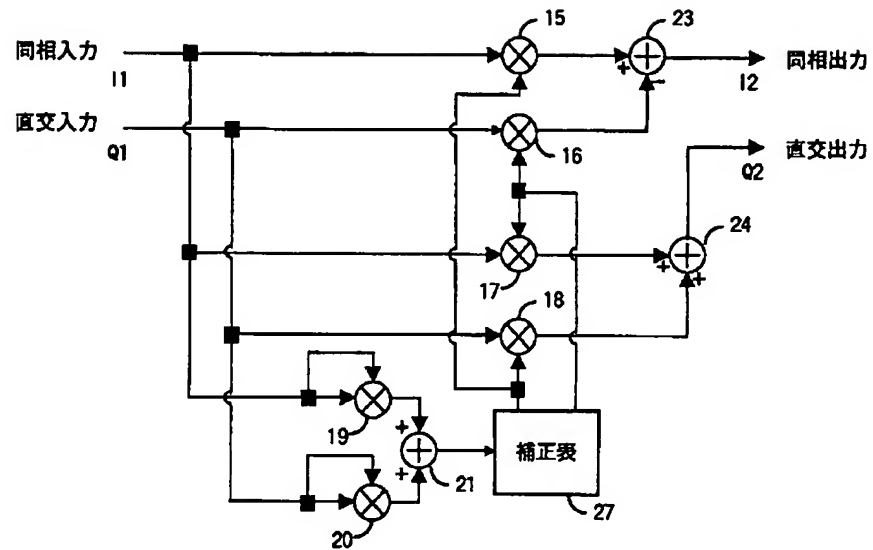
【図7】



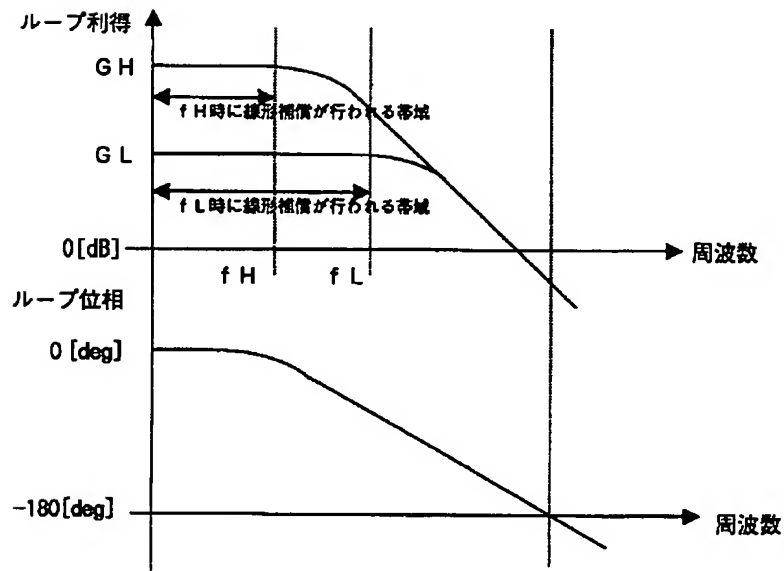
【図8】



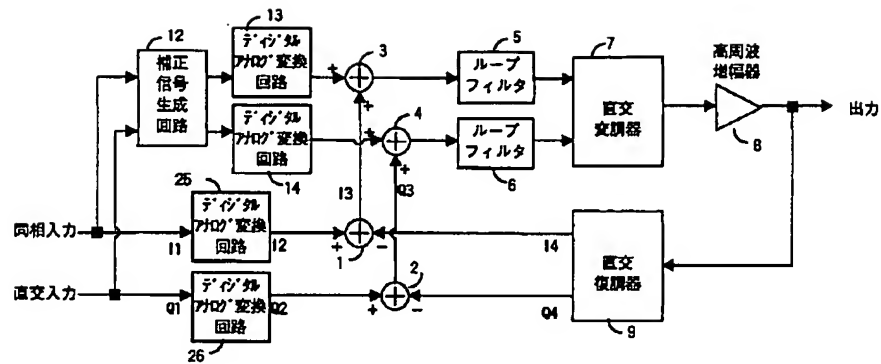
【図10】



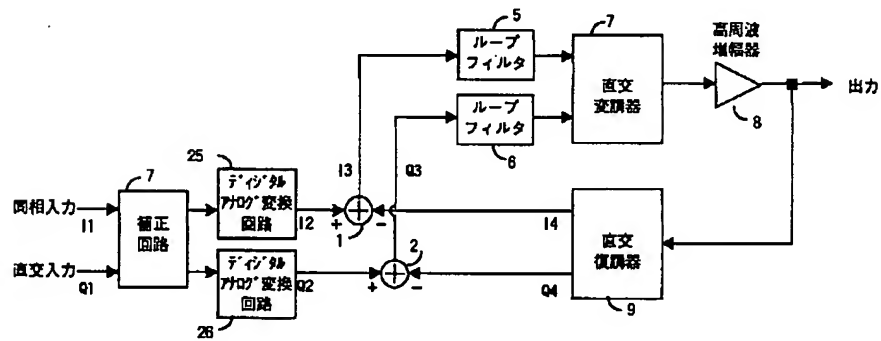
【図11】



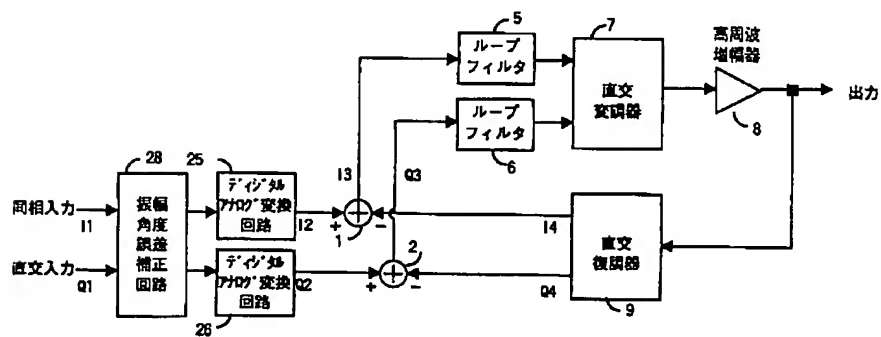
【図12】



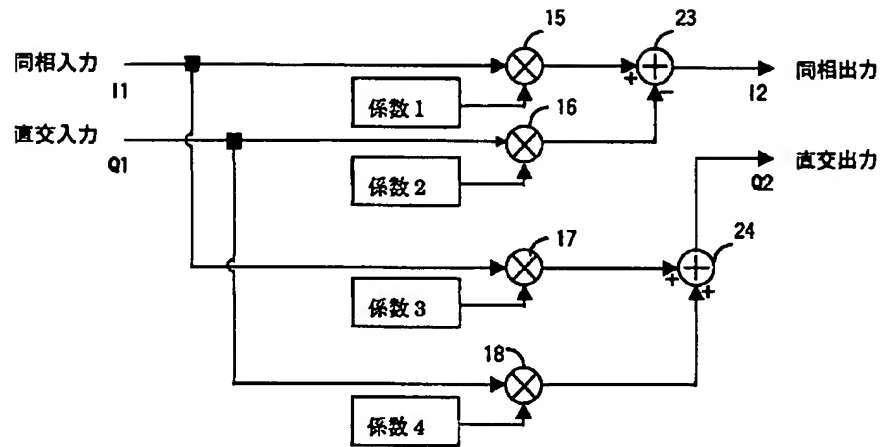
【図13】



【図14】



【図15】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J090 AA04 AA41 CA25 CA26 CA62  
 FA08 FA17 GN03 GN05 GN06  
 HA25 HN03 HN04 HN07 HN08  
 HN17 KA17 KA26 KA34 KA42  
 KA53 KA55 MA13 NN16 SA14  
 TA01 TA02  
 5K004 AA05 AA08 FE07 FF05 JE00  
 JF04  
 5K060 BB07 CC04 FF06 HH01 HH09  
 HH11 KK03 KK04 KK06 LL24